

教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐教材

# 模拟电子技术基础 学习指导书

■ 孙肖子 李会方 谢松云 张进成 谢 楷 编

· · · · · ·  
· · · · · ·  
· · · · · ·  
· · · · · ·  
· · · · · ·  
· · · · · ·  
· · · · · ·

高等教育出版社

## 电子信息类专业基础课程系列教材

电路分析	李小平	主编
信号与线性系统分析 (第5版)	吴大正	主编
电子线路基础	傅丰林	主编
模拟电子技术基础	孙肖子	主编
高频电子线路 (第三版)	曾兴雯	主编
数字电子技术基础	孙万蓉	主编
数字信号处理	高新波	主编
微处理器原理及其系统设计	石光明	主编
软件技术基础	陈 平	主编
电磁场与电磁波	史小卫	主编
随机信号分析教程	李兵兵	主编
信息论与编码理论 (第二版)	王育民	主编
通信网络基础 (第三版)	李建东	主编
微波技术与天线	龚书喜	主编
通信原理	张 辉	主编
雷达原理	刘宏伟	主编

ISBN 978-7-04-041242-0



9 787040 412420 >

定价 19.90 元

教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐教材

# 模拟电子技术基础 学习指导书

MONI DIANZI JISHU JICHU XUEXI ZHIDAO SHU

■ 孙肖子 李会方 谢松云 张进成 谢 楷 编

•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
•	•	•	•	•	•	•	•	•	•

ISBN 7-04-016100-0	定价：18.00元
ISBN 7-04-016101-7	定价：18.00元
ISBN 7-04-016102-4	定价：18.00元
ISBN 7-04-016103-1	定价：18.00元
ISBN 7-04-016104-8	定价：18.00元
ISBN 7-04-016105-5	定价：18.00元
ISBN 7-04-016106-2	定价：18.00元
ISBN 7-04-016107-9	定价：18.00元
ISBN 7-04-016108-6	定价：18.00元
ISBN 7-04-016109-3	定价：18.00元

高等教育出版社·北京

内容简介

本书是西安电子科技大学和西北工业大学联合编写、高等教育出版社2012年12月出版发行的《模拟电子技术基础》的配套学习指导书。

本书主要介绍各章基本要求及重点、难点；各章习题类型分析及例题精解；以及各章习题解答。其中例题精解是补充一些教材和习题中没有的题目，以加强某些重要概念和解题方法。最后给出几份模拟电子技术基础课程的模拟试题及其答案。本书可作为高等学校通信工程、电子信息工程、电气工程及其自动化、医学信息工程、微电子科学与工程、电子科学与技术等有关专业学生学习课程的参考资料，也可作为教师的教学手册。

图书在版编目(CIP)数据

模拟电子技术基础学习指导书/孙肖子等编. --北京:高等教育出版社,2015.1  
ISBN 978-7-04-041242-0

I. ①模… II. ①孙… III. ①模拟电路-电子技术-高等学校-教学参考资料 IV. ①TN710

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2014)第 244621 号

策划编辑	吴陈滨	责任编辑	平庆庆	封面设计	赵 阳	版式设计	范晓红
插图绘制	黄建英	责任校对	王 雨	责任印制	韩 刚		

出版发行	高等教育出版社	咨询电话	400-810-0598
社 址	北京市西城区德外大街 4 号	网 址	<a href="http://www.hep.edu.cn">http://www.hep.edu.cn</a>
邮政编码	100120		<a href="http://www.hep.com.cn">http://www.hep.com.cn</a>
印 刷	涿州市京南印刷厂	网上订购	<a href="http://www.landradio.com">http://www.landradio.com</a>
开 本	787mm×1092mm 1/16		<a href="http://www.landradio.com.cn">http://www.landradio.com.cn</a>
印 张	13.25	版 次	2015 年 1 月第 1 版
字 数	310 千字	印 次	2015 年 1 月第 1 次印刷
购书热线	010-58581118	定 价	19.90 元

本书如有缺页、倒页、脱页等质量问题,请到所购图书销售部门联系调换  
版权所有 侵权必究  
物 料 号 41242-00



# 序 一

由教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会推荐,西安电子科技大学与高等教育出版社联合策划的这套电子信息类专业基础课程系列教材即将陆续出版发行,我很高兴,这是我国高校电子信息类教材建设工作的一个新举措!

本系列教材的编写基于西安电子科技大学的电子信办办学特色和长期的教学经验积累。学校从1931年诞生于江西瑞金的中央军委无线电学校,到1949年张家口的军委工校和20世纪60年代的“西军电”,80年代的西北电讯工程学院,到现在的西安电子科技大学,一直致力于为国家和军队培养电子信息方面的高级专业人才,是国内最早建立信息论、信息系统工程、雷达、微波天线、电子机械、电子对抗等专业的高校之一,形成了鲜明的电子与信息学科特色与优势。本系列教材由学校众多知名教授担任主编,他们长期从事电子信息专业基础课教学和研究,努力继承和发扬学校在电子信息类专业基础课教学方面的经验和特色,并结合最新的科技进展组织和编写了系列教材。

大家知道,培养高素质的电子信息专门人才的前提,是要加强基础课程建设,尤其是数理基础和专业技术基础,要打造一个高水平的专业基础课程平台;本系列教材正是瞄准这一目标,从电路分析、信号与系统、模电(低频、高频)、数电、电磁场等专业基础课,到通信原理、雷达原理、软件技术基础、微波技术与天线等技术基础课,构成了一个知识面宽阔的电子信类专业基础课教材体系。

本系列教材在编写时强调了如下几点,也可看做是本系列教材的特色:

(1) 本系列教材自成体系,以西安电子科技大学的优势学科和特色专业为依托,覆盖了学校电子信息类专业的主干专业基础课程,知识结构系统完整,内容精练,具有先进性、系统性、完整性等特点。

(2) 本系列教材由学校知名教授、专家(包括国家级教学名师、教育部相关教指委委员、学科带头人等)担任主编,他们具有较丰富的教学和科研经验,保证了该系列教材的编写质量。

(3) 本系列教材具有很好的基础,大部分教材都是在原有教材的基础上进行修订,在此基础上增加先进的内容和新的方法,而部分原有教材是国家“九五”“十五”“十一五”国家级规划教材和普通高等教育精品教材,获得过省部级优秀教材奖。

(4) 本系列教材对应的本科生课程大部分是国家级精品课程或省级精品课程,课程建设和教材建设十分注重基础理论知识与实际工程应用之间的紧密结合,注重对学生的分析问题和解决问题能力的培养。

电子信息领域是一个发展异常迅速的领域,新的需求不断产生,新技术不断涌现,电子信息产品迅速更新并广泛应用于社会的各个方面,从而对IT人才培养提出了更高的要求,反映在课程建设和教材建设上,就是要有前瞻性,并不断强化基础、不断适应新技术和新要求,就是要通过教学改革与创新,不断提高教学质量,进而促进人才培养质量的全面提升。

希望本系列教材能在这方面产生一些积极的促进作用,并在实践中不断改进和提高,为国家培养出更多优秀的电子信息高级专业人才做出贡献!

保铮

2012 年 5 月于西安

## 序 二

自 1999 年以来,我国高等教育的规模发生了历史性变化,开始进入大众化的发展阶段。高等院校从生源基础知识水平、课程设置、教学目的到培养目标都趋于多元化,原有教材类型和种类较少的现状已经难以满足不同类型高等院校培养不同类型人才的需求。而在本科教育中,基础课程建设是保证和提高教学质量的关键。为此,“教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会”与高等教育出版社合作,以教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会最新制定的《电子电气基础课程教学基本要求》、电子信息科学类与电气信息类各教学指导分委员会最新制定的专业规范以及《全国工程教育专业认证标准(试行)》为依据,共同组织制订了“电子信息科学类与电气信息类专业平台课程教材规划”。

这套规划教材的制订和编写遵循了以下几点原则:

1. 尊重历史,将高等教育出版社经过半个多世纪的积淀所形成的名家名作、精品教材纳入规划。这些教材经过数十年的教学实践检验,具有很好的教学适用性。此次规划将依据新的《电子电气基础课程教学基本要求》以及电气信息学科领域的最新发展,对教材内容进行修订。

2. 突出分类指导,突出不同类型院校工程教育的特点。大众化教育阶段,不同类型院校的人才培养目标定位不同,应当根据不同类型院校学生的特点组织编写与之相适应的教材。鼓励有编写基础的一般院校和应用型本科院校经过 2~3 年的试用,形成适用于本层次教学的教材。

3. 理论知识与实际应用相结合。提倡在教材编写中把理论知识与在实际生产和生活中的应用紧密结合,着重培养学生的工程实践能力和创新能力,以适应社会对工程教育人才的要求。

4. 数字化的多媒体资源与纸质教材内容相结合。在教育部“加快教育信息化进程”的倡导下,提倡利用多样化、立体化的信息技术手段(如动画、视频等),将课程教学内容展现给学习者,以加深他们对知识的理解,达到更好的教学效果。

教材建设是一项长期、艰巨的工程。我们将本着成熟一批出版一批的指导思想,把这项工作扎实持续地推进下去,为电子信息科学类与电气信息类专业基础课程建设一批基础扎实、教学适用性强、体现时代气息的规划教材,为提高高等教育教学质量,深化高等教育教学改革做出应有的贡献。

教育部高等学校电子电气基础课程教学指导分委员会主任委员



2010 年 12 月

# 前 言

本书是西安电子科技大学和西北工业大学联合编写,由高等教育出版社 2012 年 12 月出版发行的《模拟电子技术基础》的配套学习指导书,是教材的补充与辅助材料。教材、学习指导书、电子教案,构成了本课程的基本教学资源。

编写学习指导书的目的是为了帮助从事模拟电子技术基础课程教学的教师更好地实施教学,开展互相交流和教学研究,以进一步提高教学质量,也帮助学习本课程的同学和广大读者更好地掌握该课程的基本概念、基本电路原理、基本分析方法以及提高综合应用能力。

本书将给出如下内容:

◆ 各章基本要求及重点、难点;各章习题类型分析及例题精解;各章习题解答。其中例题精解是补充一些教材和习题中没有的题目,以加强理解某些重要概念和解题方法。

◆ 附录给出西安电子科技大学和西北工业大学的部分模拟试题及答案,供读者参考。

本书主要由西安电子科技大学孙肖子教授和西北工业大学李会方教授编写,孙肖子编写了第一、二、三、七、八章全部内容及第五章的习题解答;李会芳编写了第四、六章全部内容及第五章的习题类型和例题精解。孙肖子教授、李会方教授与西北工业大学谢松云教授、西安电子科技大学张进成教授、西安电子科技大学谢楷副教授共同编写了《模拟电子技术基础》教材。西安交通大学邓建国教授审阅了本书的全部书稿,提出了许多宝贵意见,高等教育出版社的编辑老师们为本书的出版付出了辛劳。在此,对于所有帮助我们的同仁表示深切的感谢!我们希望本书的出版对广大教师、学生、有志考研者和自学者将会有所帮助。

书中可能存在不妥之处,请读者给予批评指正,如有问题可直接联系编者([XZSUN@xidian.edu.cn](mailto:XZSUN@xidian.edu.cn))。

编 者

2014 年 4 月于西安

# 目 录

第一章 绪论 .....	1
1.1 基本要求及重点、难点 .....	1
1.2 习题类型分析及例题精解 .....	1
1.3 习题解答 .....	1
第二章 常用半导体器件原理 .....	2
2.1 基本要求及重点、难点 .....	2
2.2 习题类型分析及例题精解 .....	2
2.3 习题解答 .....	7
第三章 双极型晶体管和场效应管放大器基础 .....	16
3.1 基本要求及重点、难点 .....	16
3.2 习题类型分析及例题精解 .....	16
3.3 习题解答 .....	25
第四章 集成运算放大器内部电路设计 .....	49
4.1 基本要求及重点、难点 .....	49
4.2 习题类型分析及例题精解 .....	49
4.3 习题解答 .....	57
第五章 集成运算放大器的基本应用电路 .....	69
5.1 基本要求及重点、难点 .....	69
5.2 习题类型分析及例题精解 .....	69
5.3 习题解答 .....	85
第六章 基于集成运算放大器的有源 $RC$ 滤波器分析与设计 .....	101
6.1 基本要求及重点、难点 .....	101
6.2 习题类型分析及例题精解 .....	101
6.3 习题解答 .....	112
第七章 反馈与振荡 .....	128
7.1 基本要求及重点、难点 .....	128
7.2 习题类型分析及例题精解 .....	128

---

7.3 习题解答 .....	137
第八章 功率电路及电源管理 .....	161
8.1 基本要求及重点、难点 .....	161
8.2 习题类型分析及例题精解 .....	161
8.3 习题解答 .....	166
附录 A .....	175
模拟试题(一) .....	175
模拟试题(二) .....	179
模拟试题(三) .....	183
模拟试题(四) .....	187
附录 B .....	191
模拟试题(一) 参考答案 .....	191
模拟试题(二) 参考答案 .....	194
模拟试题(三) 参考答案 .....	197
模拟试题(四) 参考答案 .....	200



# 第一章 绪 论

## 1.1 基本要求及重点、难点

### 1. 基本要求

- (1) 了解电子器件的发展历程,从中得到创新启示;
- (2) 了解本门课程的教学脉络和路线图,为学好本门课程做好准备;
- (3) 初步建立“反馈”概念及“负反馈”给予我们的启示,了解“负反馈”方法在放大器、电源等模拟电路中的广泛应用。

### 2. 重点、难点

重点:本门课程的教学脉络和路线图。

难点:“反馈”概念。

## 1.2 习题类型分析及例题精解

(略)

## 1.3 习题解答

(略)

## 第二章 常用半导体器件原理

### 2.1 基本要求及重点、难点

#### 1. 基本要求

(1) 理解本征半导体、P 型半导体、N 型半导体的特点,多数载流子、少数载流子及电中性等概念。理解漂移电流和扩散电流产生的条件,它们的大小及方向与哪些因素有关。

(2) 理解 PN 结的工作原理,掌握 PN 结的指数特性及单向导电性,了解 PN 结的温度特性、击穿特性及电容特性。

(3) 深刻理解晶体二极管及稳压二极管的特性,掌握其基本应用(如:限幅、整流、开关、稳压等应用)。了解其他二极管的基本功能(发光二极管、光电二极管、肖特基二极管、变容二极管等)。

(4) 掌握双极型晶体管的工作原理,电流电压指数特性,输入特性、输出特性(放大区、饱和区、截止区等)的特点,以及主要参数的含义(如: $g_m$ ,  $\beta$ ,  $I_{CB0}$ ,  $I_{CE0}$ ,  $U_A$ ,  $U_{(BR)CE0}$ ,  $I_{Cmax}$ ,  $P_{Cmax}$  等)。

(5) 掌握场效应管(结型、特别是增强型 MOS 管)的工作原理,平方律转移特性、输出特性的特点及应用,理解参数的含义(如: $g_m$ ,  $U_A$ ,  $I_{DSS}$ ,  $U_{GS(off)}$ ,  $U_{GS(th)}$ ,  $P_{Dmax}$ ,  $U_{BR(DS0)}$  等)。

(6) 对比双极型晶体管(简称晶体管)及场效应管的不同特点(如:指数特性与平方律特性、 $g_m$  大小、输入电阻大小、工艺复杂程度等)。

(7) 初步掌握双极型晶体管及场效应管电路直流工作点的分析与计算。

(8) 深刻理解双极型晶体管小信号交流简化模型及主要参数( $\beta$ ,  $g_m$ ,  $r_e$ ,  $r_{be}$ ,  $r_{ce}$  等)的含义及计算。深刻理解场效应管小信号交流简化模型及主要参数( $g_m$ ,  $r_{ds}$  等)的含义及计算。

#### 2. 重点、难点

重点:二极管特性及应用,双极型晶体管及场效应管工作原理、特性及参数的掌握与理解。

难点:概念多,头绪多,管子种类多,要好好对比、总结,梳理清楚。

### 2.2 习题类型分析及例题精解

#### 1. 半导体基本原理及 PN 结

**【例 2-1】** 在硅本征半导体中掺入某些五价元素形成 N 型半导体,多数载流子——自由电子数远远多于少数载流子——空穴数,故 N 型半导体带负电。反之,在硅本征半导体中掺入某些三价元素形成 P 型半导体,空穴数远远多于自由电子数,故 P 型半导体带正电,这种说法对吗?

**解:** 不对。在 N 型半导体中,除了可移动的载流子——自由电子和空穴外,还有五价元素失去电子所留下的带正电的正离子,正离子数加上空穴数等于自由电子数,正负电荷总体平衡,所以, N 型半导体不带电,呈现“电中性”。不过,正离子是带电的原子核,不可移动,不是载流子。“多子”与“少子”都是指可移动的、可参与导电的载流子。同理, P 型半导体

也呈现“电中性”。

**【例 2-2】** 在 N 型半导体中掺入足够数量的三价元素,可将其改型为 P 型半导体,这种说法正确吗?

**解:**正确。如果掺入的三价元素远远多于原来的五价元素,那么多数载流子将变为空穴,电子将成为少数载流子,N 型半导体就可演变为 P 型半导体。反之,在 P 型半导体中掺入足够数量的五价元素,也可将其改型为 N 型半导体,半导体制作工艺就是这样进行的。

**【例 2-3】** “漂移电流”与“扩散电流”与哪些因素有关?

**解:**所谓“漂移电流”是指载流子在电场(电位差)作用下定向运动所形成的电流,它的大小与电场强度、载流子浓度以及迁移率(单位电场强度下载流子移动的速度)有关,电场强度越大、载流子浓度越高、迁移率越大,则漂移电流越大。由于自由电子在共价键外移动,比较容易,而空穴移动是共价键中的价电子的反向递补运动,显然比较慢,故自由电子的迁移率比空穴大。“扩散电流”是载流子在浓度差作用下定向运动所形成的电流(载流子由浓度高的地方向浓度低的地方移动)浓度梯度越大,扩散电流将越大,即使载流子浓度很大,但处处均匀分布,也不会产生扩散电流。

## 2. 二极管与稳压管电路分析

二极管与稳压管电路分析的关键是:判断二极管何时导通,何时截止;稳压管何时反向击穿,何时不击穿,何时正向导通。

**【例 2-4】** 二极管电路如图 2-4 所示,输入电压  $u_i = 8 \sin \omega t$  (V),  $R = 1 \text{ k}\Omega$ , 二极管导通电压  $U_D = 0.7 \text{ V}$ , 求输出电压  $u_o$  的波形。

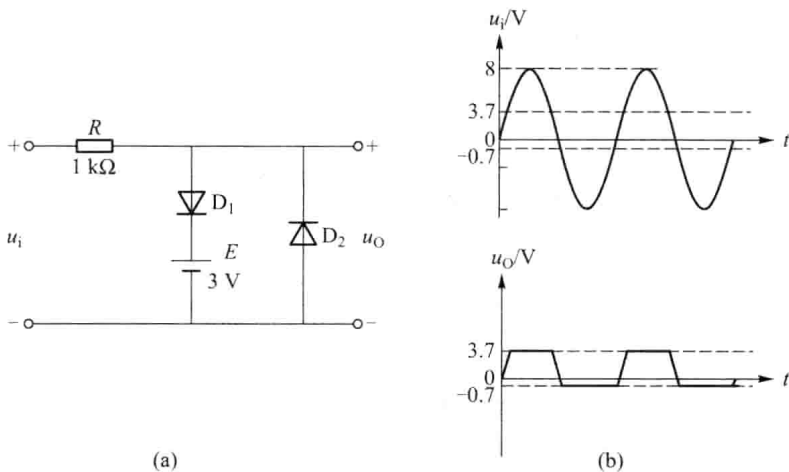


图 2-4

**解:**首先假设两个二极管都不导通(断开), 看其两端是正偏或是反偏,如是正偏,则二极管导通,端电压为  $0.7 \text{ V}$  (若是理想二极管, 则为短路), 如是反偏, 则仍为开路。该题中, 对应输入电压为正半周时,  $D_2$  反偏, 故  $D_2$  截止。再观察  $D_1$ , 当输入电压  $u_i$  小于  $3.7 \text{ V}$  时,  $D_1$  仍为反偏而截止, 电阻  $R$  无电流流过, 故输出电压  $u_o = u_i$ , 但当输入电压  $u_i$  大于  $3.7 \text{ V}$  时,  $D_1$  转为正偏而导通, 端电压为  $0.7 \text{ V}$ , 故输出电压  $u_o = 3.7 \text{ V}$ 。当输入电压  $u_i$  为负半周且绝对值小于  $0.7 \text{ V}$  时,  $D_1$ 、 $D_2$  均截止,  $u_o = u_i$ , 但当输入电压  $u_i$  绝对值大于  $0.7 \text{ V}$  时,  $D_1$  仍截止, 而  $D_2$  转为正偏而导通, 故输出电压  $u_o = -0.7 \text{ V}$ 。所以输出电压  $u_o$  的波形如图 2-4(b) 所示。

【例 2-5】 若某信号  $u_A$  受噪声和干扰影响,如图 2-5(a) 所示,请设计一个二极管电路,将信号选出,且将噪声和干扰去掉。

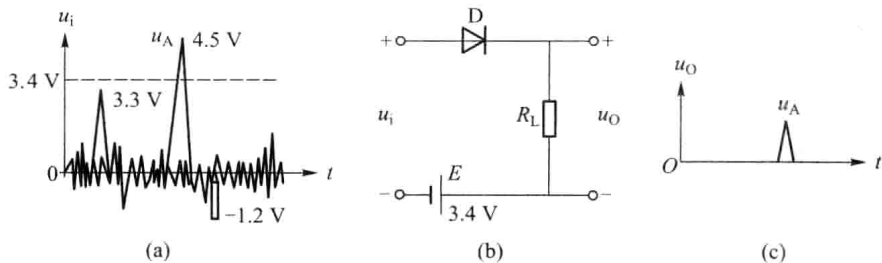


图 2-5

解:设计的二极管电路如图 2-5(b) 所示,选择限幅电平  $E > 3.3 \text{ V}$  (选  $E = 3.4 \text{ V}$ ),则只有当  $u_i > 3.4 \text{ V}$  时二极管才正偏而导通,信号才有输出,  $u_o$  波形如图 2-5(c) 所示(此解设二极管为理想二极管)。

【例 2-6】 稳压二极管(简称稳压管)电路如图 2-6 所示,图中  $U_i = 15 \text{ V}$ ,稳压管稳定电压  $U_Z = 6 \text{ V}$ ,稳压管最小允许电流  $I_{Z\min} = 2 \text{ mA}$ ,最大允许电流  $I_{Z\max} = 15 \text{ mA}$  ( $P_{Z\max} = 90 \text{ mW}$ )。负载电流变化范围为  $5 \text{ mA} < I_L < 10 \text{ mA}$ ,求限流电阻  $R$  的值。

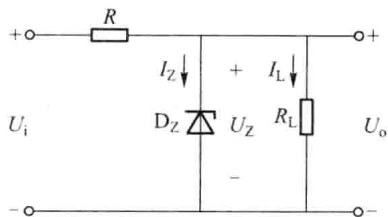


图 2-6

解:当  $U_i$  与  $R$  一定时,总电流  $I_R = I_Z + I_L$  也是一定的,负载电流变化是靠稳压管电流变化来调节的,负载电流大,则稳压管电流小,反之亦然。

$$I_R = \frac{U_i - U_Z}{R} \quad \frac{U_i - U_Z}{R} - I_{L\min} < I_{Z\max}$$

$$R > \frac{U_i - U_Z}{I_{L\min} + I_{Z\max}} = \frac{(15 - 6) \text{ V}}{(5 + 15) \text{ mA}} = 0.45 \text{ k}\Omega = R_{\min}$$

又有

$$\frac{U_i - U_Z}{R} - I_{L\max} > I_{Z\min} \quad R < \frac{U_i - U_Z}{I_{L\max} + I_{Z\min}} = \frac{(15 - 6) \text{ V}}{(10 + 2) \text{ mA}} = 0.75 \text{ k}\Omega = R_{\max}$$

故  $450 \Omega < R < 750 \Omega$  选  $R = 600 \Omega$

### 3. 关于晶体管工作状态及复合管的 $\beta$ 值

【例 2-7】 用三用表直流电压测量挡测得电路中晶体管各极对地电位如图 2-7 所示,试判断各管的工作状态(放大、截止或饱和)。

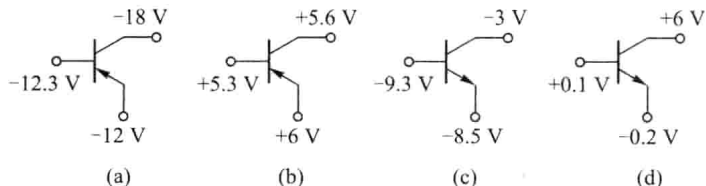


图 2-7

解:(a) 图为 PNP 管,发射结正偏( $U_{BEQ} = -0.3 \text{ V}$ ),集电结反偏( $U_{CEQ} = -5.7 \text{ V}$ ),故该管

工作在放大区,且为锗 PNP 管。

(b) 图为 PNP 管,发射结正偏( $U_{BEQ} = (5.3-6) \text{ V} = -0.7 \text{ V}$ ),集电结正偏( $U_{CEQ} = (5.6-6) \text{ V} = -0.4 \text{ V}$ ,  $U_{CBQ} = +0.3 \text{ V}$ ),故该管工作在饱和区,且为硅 PNP 管。

(c) 图为 NPN 管,发射结反偏( $U_{BEQ} = -0.8 \text{ V}$ ),集电结反偏( $U_{CEQ} = +5.5 \text{ V}$ ),故该管工作在截止区。

(d) 图为 NPN 管,发射结正偏( $U_{BEQ} = +0.3 \text{ V}$ ),集电结反偏( $U_{CEQ} = +6.2 \text{ V}$ ),故该管工作在放大区,且为锗 NPN 管。

【例 2-8】 复合晶体管(简称复合管)如图 2-8 所示,图(a)等效为一个 NPN 管,图(b)等效为一个 PNP 管,试求等效管的  $\beta$  值。

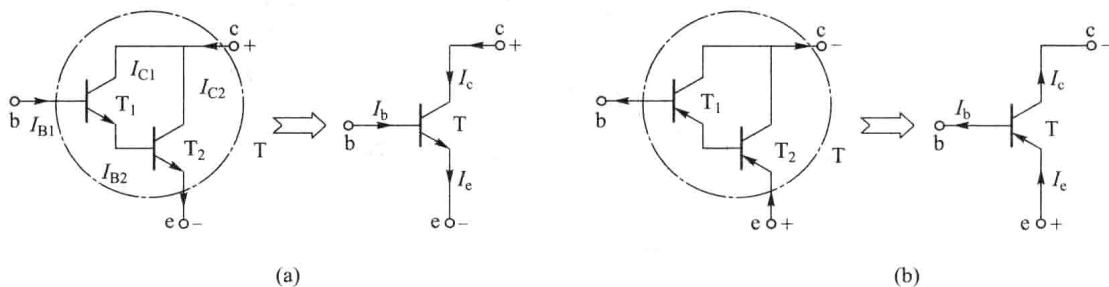


图 2-8

$$\text{解: 复合管 } \beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{I_{B1}} \approx \frac{I_{C2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 I_{B2}}{I_{B1}} = \frac{\beta_2 (1 + \beta_1) I_{B1}}{I_{B1}} \approx \beta_2 \beta_1$$

若  $\beta_1 = 80, \beta_2 = 60$ , 则

$$\beta = \beta_1 \beta_2 = 80 \times 60 = 4800$$

可见,复合管的等效  $\beta$  等于两管  $\beta$  值的乘积,故复合管是提高  $\beta$  值的好方法。

#### 4. 晶体管作为开关的应用

双极型晶体管和场效应管可作为开关,控制发光二极管、继电器、小电机、加热丝等。

【例 2-9】 图 2-9 给出一个晶体管开关驱动发光二极管(LED)电路,试说明其工作原理。

解:如图所示,当输入控制信号为低电平(0 V)时,晶体管 T 截止,  $I_c = 0$ , 相当于开关打开,发光二极管不发光。而当输入信号为高电平(5 V)时,晶体管 T 导通,且进入深度饱和状态,相当于开关闭合,发光二极管发光,其工作电流最大为 6 mA 左右。理由如下:

$$\text{当 } I_B = \frac{5-0.7}{R_B} = \frac{4.3 \text{ V}}{10 \text{ k}\Omega} = 0.43 \text{ mA}, \text{ 若工作在放大区,设 } \beta = 50, \text{ 则 } I_c = \beta I_B = 50 \times 0.43 \text{ mA} =$$

21.5 mA,这显然不可能,因为 T 管最大集电极电流,即饱和电流  $I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_D - U_{CES}}{R_C} \approx \frac{(12-1.2-0.3) \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 5.25 \text{ mA}$  (式中:设发光二极管导通电压为 1.2 V,晶体管饱和电压为 0.3 V),故按放大状态计算的电流值显然不对,可见,0.43 mA 的基极电流足以驱动并使晶

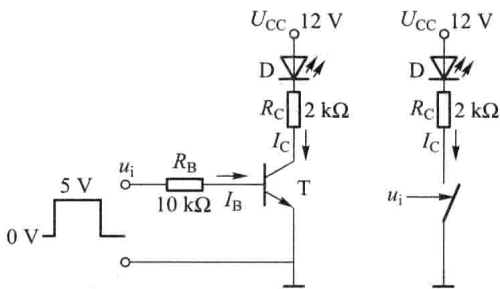


图 2-9

体管进入深度饱和状态。发光二极管的工作电流为 5.25 mA。图中  $R_B, R_C$  均为限流电阻。

图 2-9'(a)、(b) 分别给出晶体管开关控制继电器和电热器的简易电路, 其中 (a) 图是双极型晶体管作为开关控制继电器的电路, 当晶体管截止时, 继电器线包无电流流过, 继电器触点断开, 当晶体管导通时, 电流流过线包产生磁场, 继电器触点吸合。图中二极管 D 用来旁路晶体管开关电流突然变化时, 继电器线包电感所产生的反电势, 以保证晶体管的安全运行。(b) 电路是一个大功率 MOS 管开关驱动电热丝的加热电路, 图中二极管 D 同样用于保护, 即当输入有一个很大的负电压时, 二极管导通, 以免 MOS 管反向击穿。

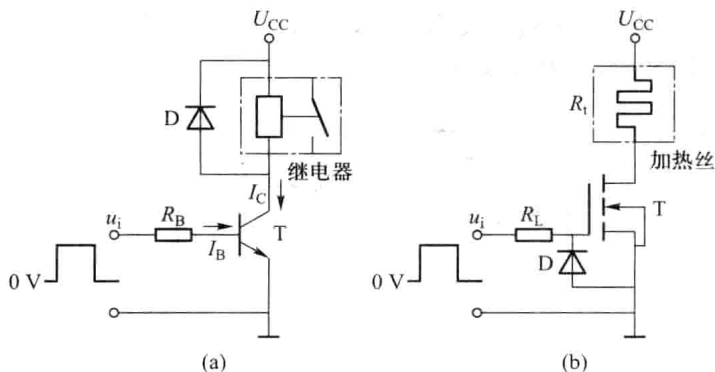


图 2-9'

### 5. 场效应管工作状态判断

【例 2-10】 场效应管电路如图 2-10 所示, 试判断各电路的工作状态(恒流区、可变电阻区或截止区)。

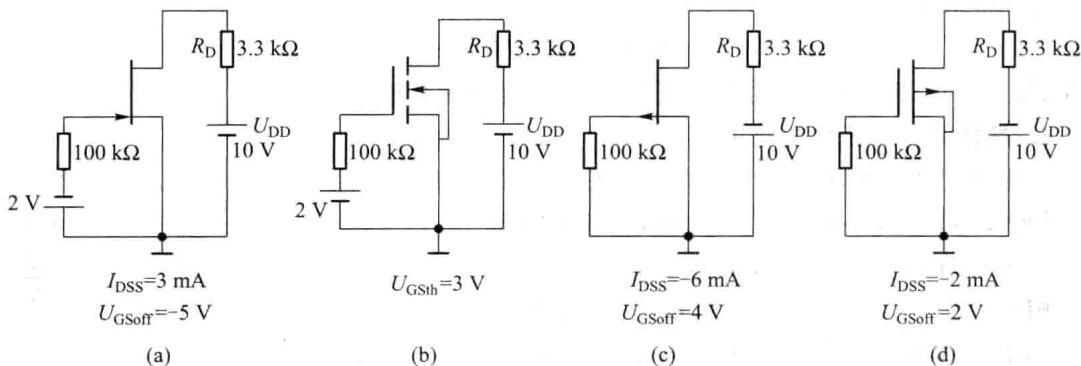


图 2-10

解: 图 2-10(a) 为 N 沟道结型场效应管, 偏置电压为  $-2\text{ V}$ , 漏极电流  $I_{DQ}$  必小于  $3\text{ mA}$ ,  $U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} \times R_D > 0\text{ V}$ , 故该场效应管工作在恒流区(即放大区)。

图(b) 为 N 沟道增强型 MOS 场效应管, 偏置电压为  $2\text{ V}$ , 小于开启电压  $U_{GS(th)} (3\text{ V})$ , 故该管工作在截止区。

图(c) 为 P 沟道结型场效应管, 偏置电压为  $0\text{ V}$ , 漏极电流  $I_{DQ} = -6\text{ mA}$ ,  $U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} \times R_D = [-10 - (-6 \times 3.3)]\text{ V} = 9.8\text{ V}$ , 这是不可能的, 因为  $U_{DS}$  最小等于零, 电源电压全部降在负载电阻上, 最大漏极电流  $I_{Dmax} = \frac{10\text{ V}}{3.3\text{ k}\Omega} \approx 3\text{ mA}$ , 故该电路工作在深度可变电阻区。

图(d) 为 P 沟道耗尽型 MOS 场效应管, 偏置电压为  $0\text{ V}$ , 漏极电流  $I_{DQ} = -2\text{ mA}$ ,  $U_{DSQ} =$



$U_{DD} - I_{DQ} \times R_D = [-10 - (-2 \times 3.3)] \text{ V} = -3.4 \text{ V}$ , 故该场效应管工作在恒流区(即放大区)。

### 2.3 习题解答

2-1 本征半导体中,自由电子浓度\_\_\_\_\_空穴浓度;杂质半导体中,多子的浓度与\_\_\_\_\_有关。

答:等于;掺杂浓度。

2-2 扩散电流与\_\_\_\_\_有关,而漂移电流则取决于\_\_\_\_\_;PN 结正偏时,耗尽区\_\_\_\_\_,扩散电流\_\_\_\_\_漂移电流。

答:载流子浓度差,电场强度与载流子浓度;变窄,大于。

2-3 二极管的伏安特性如图 P2-3 所示。求点 A、B 处的直流电阻  $R_D$  和交流电阻  $r_D$ 。

解:A 点处电压  $U_{DA} = 0.6 \text{ V}$ , 电流  $I_{DA} = 3 \text{ mA}$ , 则直流电阻

$$R_{DA} = \frac{U_{DA}}{I_{DA}} = \frac{0.6 \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 200 \Omega$$

交流电阻

$$r_{DA} = \frac{U_T}{I_{DA}} = \frac{26 \text{ mV}}{3 \text{ mA}} = 8.67 \Omega$$

B 点处电压  $U_{DB} = 0.6 \text{ V}$ , 电流  $I_{DB} = 6 \text{ mA}$ , 则直流电阻

$$R_{DB} = \frac{U_{DB}}{I_{DB}} = \frac{0.6 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

交流电阻

$$r_{DB} = \frac{U_T}{I_{DB}} = \frac{26 \text{ mV}}{6 \text{ mA}} = 4.33 \Omega$$

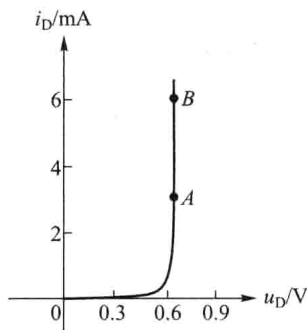


图 P2-3

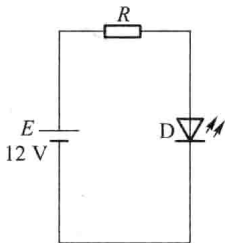


图 P2-4

2-4 如图 P2-4 所示,某发光二极管导通电压为  $2.5 \text{ V}$ ,工作电流范围为  $18 \sim 20 \text{ mA}$ 。外接  $12 \text{ V}$  直流电压源时,需要给二极管串联多大的电阻?

解:电阻  $R$  的压降  $U_R = (12 - 2.5) \text{ V} = 9.5 \text{ V}$ , 电流极值  $I_{R\min} = 18 \text{ mA}$ ,  $I_{R\max} = 20 \text{ mA}$ , 则  $R$  的最大值

$$R_{\max} = \frac{U_R}{I_{R\min}} = \frac{9.5 \text{ V}}{18 \text{ mA}} = 528 \Omega$$

其最小值

$$R_{\min} = \frac{U_R}{I_{R_{\max}}} = \frac{9.5 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 475 \Omega$$

所以,发光二极管正常工作时要求串联电阻的取值范围为  $475 \Omega \leq R \leq 528 \Omega$ 。

**2-5** 某二极管电路如图 P2-5 所示。当  $E=4 \text{ V}$  时,电流表读数  $I=3.4 \text{ mA}$ ,当  $E$  增加到  $6 \text{ V}$  时, $I$  的测量结果如何? 另一二极管  $U_D=0.65 \text{ V}$  时,测得  $I_{D0}=13 \text{ mA}$ ,当  $U_D=0.67 \text{ V}$  时, $I_D$  应该是多少?

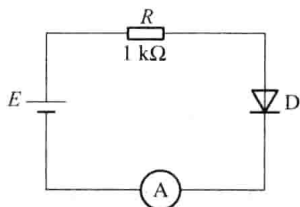


图 P2-5

**解:** 根据图示电路,有

$$I = \frac{E - U_{D(\text{on})}}{R}$$

所以

$$U_{D(\text{on})} = E - IR = 4 \text{ V} - 3.4 \text{ mA} \times 1 \text{ k}\Omega = 0.6 \text{ V}$$

当  $E=6 \text{ V}$  时,测量结果为

$$I = \frac{E - U_{D(\text{on})}}{R} = \frac{6 \text{ V} - 0.6 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 5.4 \text{ mA}$$

由  $I_{D0}=13 \text{ mA}$ ,得二极管的交流电阻

$$r_D = \frac{U_T}{I_{D0}} = \frac{26 \text{ mV}}{13 \text{ mA}} = 2 \Omega$$

$U_D$  的增加量  $\Delta U_D = (0.67 - 0.65) \text{ V} = 0.02 \text{ V}$  很小,所以  $I_D$  可以线性近似得到

$$I_D = I_{D0} + \frac{\Delta U_D}{r_D} = 13 \text{ mA} + \frac{0.02 \text{ V}}{2 \Omega} = 23 \text{ mA}$$

**2-6** 计算图 P2-6 所示电路中节点 A、B 的电压,已知二极管导通电压  $U_{D(\text{on})} = 0.7 \text{ V}$ 。

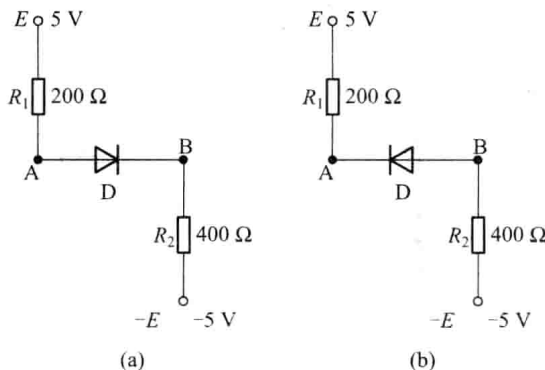


图 P2-6

**解:** 图 P2-6(a) 中,二极管 D 导通,电阻  $R_1$  和  $R_2$  的总压降为

$$U = E - (-E) - U_{D(\text{on})} = [5 - (-5) - 0.7] \text{ V} = 9.3 \text{ V}$$

根据串联分压的比例关系, $R_1$  的压降

$$U_{R1} = \frac{R_1}{R_2 + R_1} U = \frac{200 \Omega}{400 \Omega + 200 \Omega} \times 9.3 \text{ V} = 3.1 \text{ V}$$

所以节点 A 的电压

$$U_A = E - U_{R1} = (5 - 3.1) \text{ V} = 1.9 \text{ V}$$

$R_2$  的压降

$$U_{R2} = U - U_{R1} = (9.3 - 3.1) \text{ V} = 6.2 \text{ V}$$

所以节点 B 的电压

$$U_B = -E + U_{R2} = (-5 + 6.2) \text{ V} = 1.2 \text{ V}$$

图 P2-6(b) 中, 二极管 D 截止, 电路中没有电流,  $R_1$  和  $R_2$  的压降为零, 所以  $U_A = E = 5 \text{ V}$ ,  $U_B = -E = -5 \text{ V}$ 。

**2-7** 二极管限幅电路如图 P2-7 所示。输入电压  $u_i = 5 \sin \omega t \text{ V}$ , 画出输出电压  $u_o$  的波形。

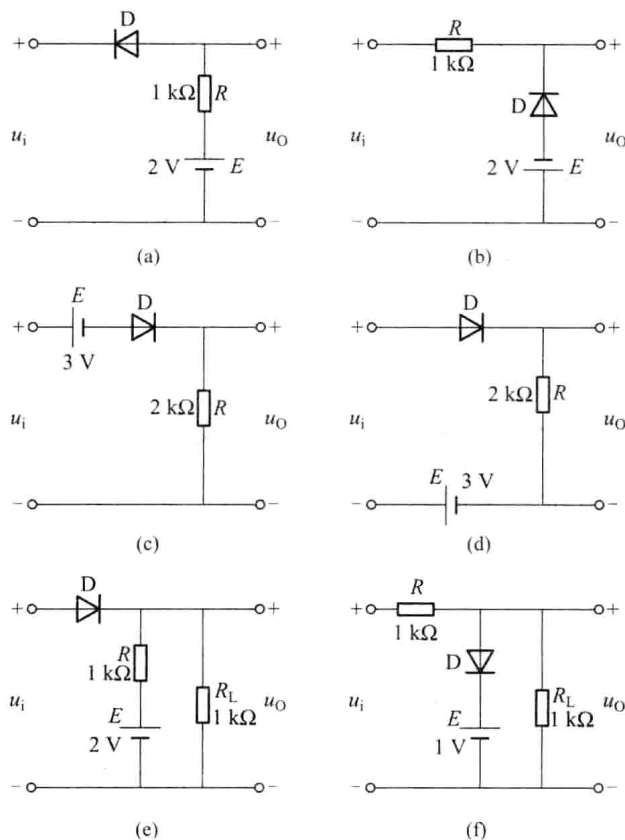


图 P2-7

**解:** 以下分析中, 设二极管 D 的导通电压  $U_{D(on)} = 0.7 \text{ V}$ 。

图 P2-7(a) 中,  $u_i$  的临界值为  $E - U_{D(on)} = (2 - 0.7) \text{ V} = 1.3 \text{ V}$ 。当  $u_i > 1.3 \text{ V}$  时, D 截止,  $u_o = E = 2 \text{ V}$ ; 当  $u_i < 1.3 \text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = u_i + U_{D(on)} = u_i + 0.7 \text{ V}$ 。 $u_o$  的波形如图 P2-7'(a) 所示。

图 P2-7(b) 中,  $u_i$  的临界值为  $-E - U_{D(on)} = (-2 - 0.7) \text{ V} = -2.7 \text{ V}$ 。当  $u_i > -2.7 \text{ V}$  时, D 截止,  $u_o = u_i$ ; 当  $u_i < -2.7 \text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = -E - U_{D(on)} = -2.7 \text{ V}$ 。 $u_o$  的波形如图 P2-7'(b) 所示。

图 P2-7(c) 中,  $u_i$  的临界值为  $E + U_{D(on)} = (3 + 0.7) \text{ V} = 3.7 \text{ V}$ 。当  $u_i > 3.7 \text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = u_i - E - U_{D(on)} = u_i - 3.7 \text{ V}$ ; 当  $u_i < 3.7 \text{ V}$  时, D 截止,  $u_o = 0$ 。 $u_o$  的波形如图 P2-7'(c) 所示。

图 P2-7(d) 中,  $u_i$  的临界值为  $U_{D(on)} - E = (0.7 - 3) \text{ V} = -2.3 \text{ V}$ 。当  $u_i > -2.3 \text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = u_i + E - U_{D(on)} = u_i + 2.3$ ; 当  $u_i < -2.3 \text{ V}$  时, D 截止,  $u_o = 0$ 。 $u_o$  的波形如图 P2-7'(d) 所示。

图 P2-7(e) 中,  $u_i$  的临界值为

$$U_{D(on)} + \frac{R_L}{R+R_L}E = 0.7 \text{ V} + \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 1 \text{ k}\Omega} \times 2 \text{ V} = 1.7 \text{ V}$$

当  $u_i > 1.7 \text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = u_i - U_{D(on)} = u_i - 0.7 \text{ V}$ ; 当  $u_i < 1.7 \text{ V}$  时, D 截止,

$$u_o = \frac{R_L}{R+R_L}E = 1 \text{ V}$$

$u_o$  的波形如图 P2-7'(e) 所示。

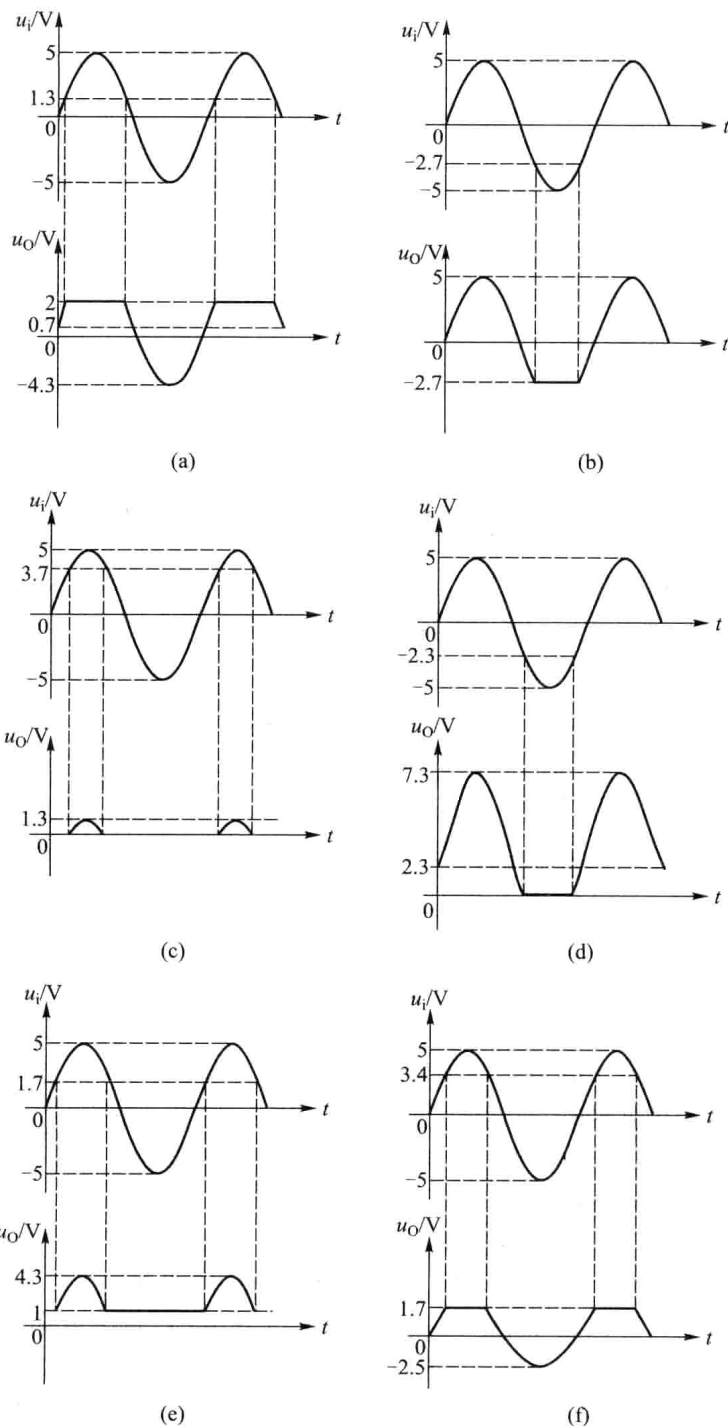


图 P2-7'

图 P2-7(f) 中,  $u_i$  的临界值为

$$\frac{R+R_L}{R_L}(U_{D(on)}+E)=\frac{1\text{ k}\Omega+1\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega}\times(0.7\text{ V}+1\text{ V})=3.4\text{ V}$$

当  $u_i > 3.4\text{ V}$  时, D 导通,  $u_o = U_{D(on)} + E = (0.7 + 1)\text{ V} = 1.7\text{ V}$ ; 当  $u_i < 3.4\text{ V}$  时, D 截止,

$$u_o = \frac{R_L}{R+R_L}u_i = 0.5 u_i$$

$u_o$  的波形如图 P2-7'(f) 所示。

**2-8** 稳压二极管电路如图 P2-8 所示。已知稳定电压  $U_Z = 10\text{ V}$ , 工作电流范围为  $I_{Z\max} = 100\text{ mA}$ ,  $I_{Z\min} = 2\text{ mA}$ , 限流电阻  $R = 100\ \Omega$ 。

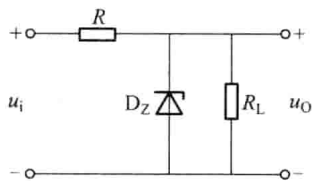


图 P2-8

(1) 如果负载电阻  $R_L = 250\ \Omega$ , 求输入电压  $u_i$  的允许变化范围;

(2) 如果  $u_i = 22\text{ V}$ , 求  $R_L$  的允许变化范围。

解: (1) 由

$$I_Z = \frac{u_i - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L}$$

得

$$u_i = \left( I_Z + \frac{U_Z}{R_L} \right) R + U_Z$$

当  $I_Z = I_{Z\max} = 100\text{ mA}$  时,  $u_i$  的最大值

$$u_{i\max} = \left( I_{Z\max} + \frac{U_Z}{R_L} \right) R + U_Z = \left[ \left( 100 \times 10^{-3} + \frac{10}{250} \right) \times 100 + 10 \right] \text{ V} = 24\text{ V}$$

当  $I_Z = I_{Z\min} = 2\text{ mA}$  时,  $u_i$  的最小值

$$u_{i\min} = \left( I_{Z\min} + \frac{U_Z}{R_L} \right) R + U_Z = \left[ \left( 2 \times 10^{-3} + \frac{10}{250} \right) \times 100 + 10 \right] \text{ V} = 14.2\text{ V}$$

所以  $u_i$  的允许变化范围为  $14.2\text{ V} \leq u_i \leq 24\text{ V}$ 。

(2) 由

$$I_Z = \frac{u_i - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_L}$$

得

$$R_L = \frac{U_Z}{\frac{u_i - U_Z}{R} - I_Z} = \frac{U_Z R}{u_i - U_Z - I_Z R}$$

当  $I_Z = I_{Z\max} = 100\text{ mA}$  时,  $R_L$  的最大值

$$R_{L\max} = \frac{U_Z R}{u_i - U_Z - I_{Z\max} R} = \frac{10 \times 100}{22 - 10 - 100 \times 10^{-3} \times 100} \ \Omega = 500\ \Omega$$

当  $I_Z = I_{Z\min} = 2\text{ mA}$  时,  $R_L$  的最小值

$$R_{L\min} = \frac{U_Z R}{u_i - U_Z - I_{Z\min} R} = \frac{10 \times 100}{22 - 10 - 2 \times 10^{-3} \times 100} \ \Omega = 84.7\ \Omega$$

所以  $R_L$  的允许变化范围为  $84.7\ \Omega \leq R_L \leq 500\ \Omega$ 。

**2-9** 图 P2-9 所示电路中,已知稳压二极管  $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  的稳定电压分别为  $U_{Z1} = 6\text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 4\text{ V}$ ,导通电压  $U_{D(on)}$  均为  $0.7\text{ V}$ 。确定每个电路的传输特性。

**解:**图 P2-9(a) 中,当  $u_i > U_{Z1} + U_{Z2} = (6+4)\text{ V} = 10\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都击穿, $u_o = U_{Z1} + U_{Z2} = 10\text{ V}$ ;当  $u_i < -2U_{D(on)} = -2 \times 0.7\text{ V} = -1.4\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都导通, $u_o = -2U_{D(on)} = -1.4\text{ V}$ ;而当  $-2U_{D(on)} = -1.4\text{ V} < u_i < U_{Z1} + U_{Z2} = 10\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都截止, $u_o = u_i$ 。根据以上分析,该电路的电压传输特性如图 P2-9'(a) 所示。

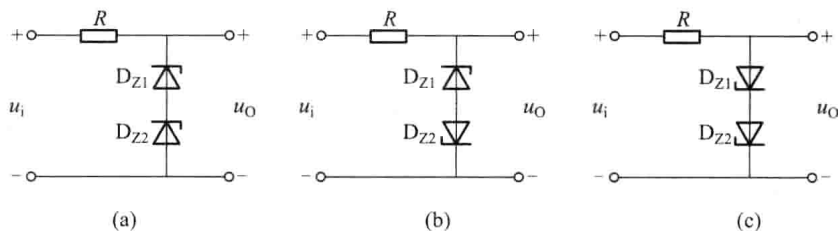


图 P2-9

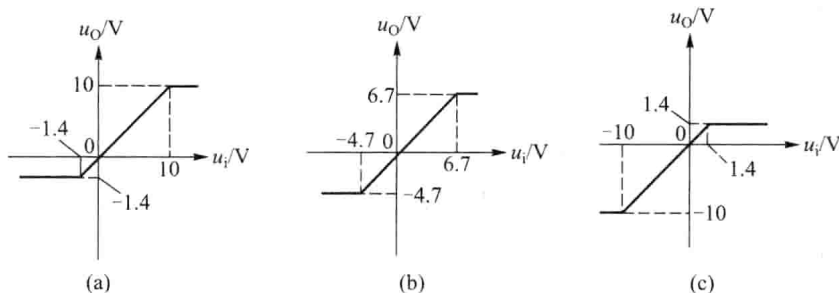


图 P2-9'

图 P2-9(b) 中,当  $u_i > U_{Z1} + U_{D(on)} = (6+0.7)\text{ V} = 6.7\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  击穿, $D_{Z2}$  导通, $u_o = U_{Z1} + U_{D(on)} = 6.7\text{ V}$ ;当  $u_i < -(U_{Z2} + U_{D(on)}) = -(4+0.7)\text{ V} = -4.7\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  导通, $D_{Z2}$  击穿, $u_o = -(U_{Z2} + U_{D(on)}) = -4.7\text{ V}$ ;而当  $-(U_{Z2} + U_{D(on)}) = -4.7\text{ V} < u_i < U_{Z1} + U_{D(on)} = 6.7\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都截止, $u_o = u_i$ 。根据以上分析,该电路的电压传输特性如图 P2-9'(b) 所示。

图 P2-9(c) 中,当  $u_i > 2U_{D(on)} = 2 \times 0.7\text{ V} = 1.4\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都导通, $u_o = 2U_{D(on)} = 1.4\text{ V}$ ;当  $u_i < -(U_{Z1} + U_{Z2}) = -(6+4)\text{ V} = -10\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都击穿, $u_o = -(U_{Z1} + U_{Z2}) = -10\text{ V}$ ;而当  $-(U_{Z1} + U_{Z2}) = -10\text{ V} < u_i < 2U_{D(on)} = 1.4\text{ V}$  时, $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  都截止, $u_o = u_i$ 。根据以上分析,该电路的电压传输特性如图 P2-9'(c) 所示。

**2-10** 求图 P2-10 所示电路的输出电压  $U_o$ ,已知稳压二极管  $D_{Z1}$  和  $D_{Z2}$  的稳定电压分别为  $U_{Z1} = 6\text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 7\text{ V}$ ,导通电压  $U_{D(on)}$  均为  $0.7\text{ V}$ 。

**解:**图 P2-10(a) 中,因为  $U_{Z1} < U_{Z2}$ ,所以  $D_{Z1}$  首先击穿,其两端电压为  $U_{Z1}$ ,该电压使  $D_{Z2}$  反偏而又不致击穿,所以处于截止状态, $U_o = U_{Z1} = 6\text{ V}$ 。

图 P2-10(b) 中, $D_{Z2}$  导通,其两端电压为  $U_{D(on)}$ ,该电压使  $D_{Z1}$  反偏而又不致击穿,所以处于截止状态, $U_o = U_{D(on)} = 0.7\text{ V}$ 。

**2-11** 判断图 P2-11 中晶体管和场效应管的工作状态。

**解:**图 P2-11(a) 中,可以确定发射结正偏,所以晶体管处于放大状态或饱和状态。假设其处于放大状态,则  $I_B R_B + U_{BE(on)} + (1+\beta)I_B R_E = U_{CC}$ ,即  $I_B \times 370\text{ k}\Omega + 0.6\text{ V} + (1+100)I_B \times$



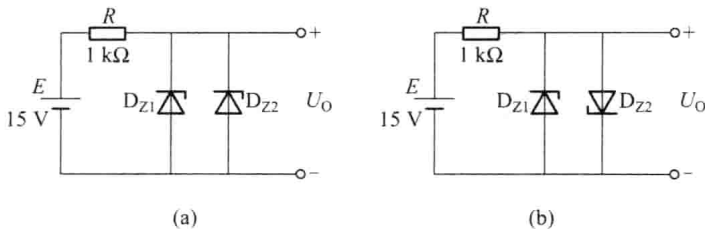


图 P2-10

$2\text{ k}\Omega = 12\text{ V}$ , 计算出  $I_B = 20\text{ }\mu\text{A}$ , 则  $I_C = \beta I_B = 100 \times 20\text{ }\mu\text{A} = 2\text{ mA}$ 。

$$U_{CB} = U_C - U_B = (U_{CC} - I_C R_C) - (U_{CC} - I_B R_B) = I_B R_B - I_C R_C \\ = 20\text{ }\mu\text{A} \times 370\text{ k}\Omega - 2\text{ mA} \times 1.5\text{ k}\Omega = 4.4\text{ V} > 0$$

所以集电结反偏, 假设成立, 晶体管处于放大状态。

图 P2-11 (b) 中,  $U_{GS} = 0 < U_{GS(\text{off})}$ , 所以场效应管工作在恒流区或可变电阻区, 且  $I_D = I_{DSS} = -4\text{ mA}$ 。

$$U_{DG} = U_{DS} = U_{DD} - I_D R_D = -12\text{ V} - (-4\text{ mA}) \times 1\text{ k}\Omega = -8\text{ V} < -U_{GS(\text{off})}$$

所以场效应管工作在恒流区。

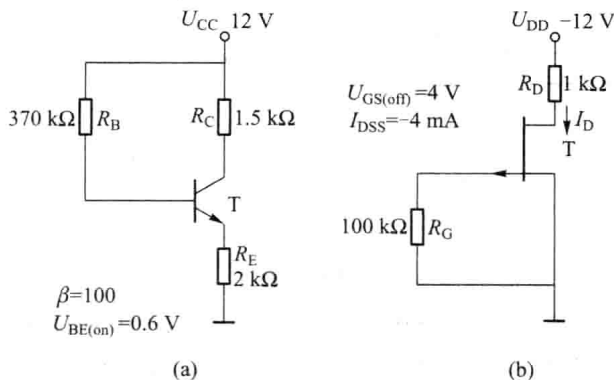


图 P2-11

**2-12** 实验测得图 P2-12 中两个放大状态下的晶体管三极的电位分别为:

(1)  $U_1 = 3\text{ V}$ ,  $U_2 = 6\text{ V}$ ,  $U_3 = 3.7\text{ V}$ ;

(2)  $U_4 = -2.7\text{ V}$ ,  $U_5 = -2\text{ V}$ ,  $U_6 = -5\text{ V}$ 。

判断每个晶体管的类型, 标出其基极、发射极和集电极。

**解:** (1) NPN 型晶体管, A 为发射极, B 为集电极, C 为基极;

(2) PNP 型晶体管, A<sub>1</sub> 为基极, B<sub>1</sub> 为发射极, C<sub>1</sub> 为集电极。

**2-13** 实验测得图 P2-13 中两个放大状态下的晶体管的极电流分别为:

(1)  $I_1 = -5\text{ mA}$ ,  $I_2 = -0.04\text{ mA}$ ,  $I_3 = 5.04\text{ mA}$ ;

(2)  $I_4 = -1.93\text{ mA}$ ,  $I_5 = 1.9\text{ mA}$ ,  $I_6 = 0.03\text{ mA}$ 。

判断每个晶体管的类型, 标出其基极、发射极和集电极, 并计算直流电流放大倍数  $\bar{\beta}$  和  $\bar{\alpha}$ 。

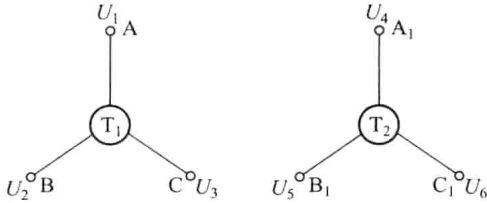


图 P2-12

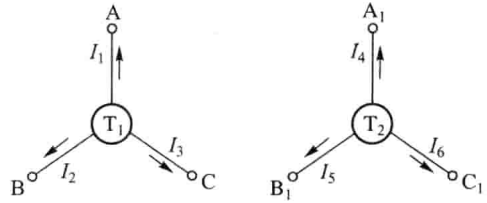


图 P2-13

解: (1) NPN 型晶体管, A 为集电极, B 为基极, C 为发射极,  $\bar{\beta}=125$ ,  $\bar{\alpha}=0.992$ ;

(2) PNP 型晶体管, A<sub>1</sub> 为发射极, B<sub>1</sub> 为集电极, C<sub>1</sub> 为基极,  $\bar{\beta}=63.3$ ,  $\bar{\alpha}=0.984$ 。

2-14 图 P2-14(a)、(b) 分别给出了两个场效应管的输出特性和转移特性。判断它们的类型, 确定其  $U_{GS(off)}$  或  $U_{GS(th)}$ 、 $I_{DSS}$  或  $I_{D0}$  的取值。

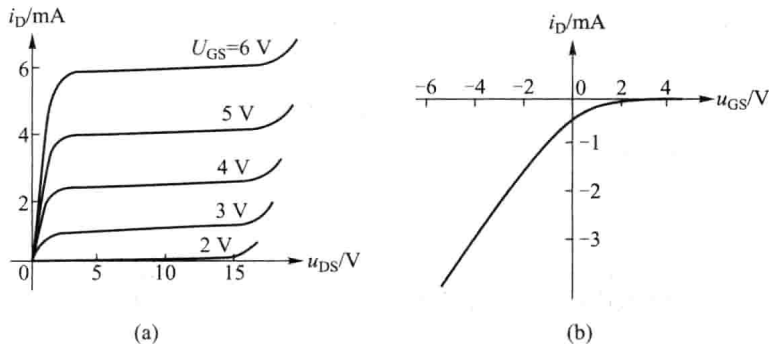


图 P2-14

解: 图 P2-14(a) 为 N 沟道增强型 MOSFET,  $U_{GS(th)} = 2 \text{ V}$ 。

图 P2-14(b) 为 P 沟道耗尽型 MOSFET,  $U_{GS(off)} = 3 \text{ V}$ ,  $I_{D0} = -0.5 \text{ mA}$ 。

2-15 (1) 求出图 P2-11(a) 电路工作点所对应的交流参数  $r_e$ ,  $r_{be}$ ,  $g_m$ ,  $r_{ce}$  (设  $r_{bb'} = 100 \Omega$ ,  $U_A = 200 \text{ V}$ ), 并画出晶体管的交流小信号模型;

(2) 求出图 P2-11(b) 电路工作点所对应的交流参数  $g_m$ ,  $r_{ds}$  (设  $U_A = 200 \text{ V}$ ), 并画出场效应管的交流小信号模型。

解: (1) 由 2-11 题解可知, 图 P2-11(a) 电路的集电极电流  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ , 故

$$r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} = \frac{26 \text{ mV}}{2 \text{ mA}} = 13 \Omega$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e = 100 \Omega + (1 + 100) \times 13 \Omega = 1413 \Omega$$

$$r_{ce} = \frac{U_A}{I_{CQ}} = \frac{200 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 100 \text{ k}\Omega$$

因此, 该晶体管的交流小信号模型如图 P2-15(a) 所示。

(2) 由 2-11 题解可知, 图 P2-11(b) 电路的漏极电流  $I_{DQ} = -4 \text{ mA}$ , 故

$$r_{ds} = \frac{U_A}{I_{DQ}} = \frac{200 \text{ V}}{4 \text{ mA}} = 50 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = \left. \frac{di_D}{du_{GS}} \right|_Q = -\frac{2I_{DSS}}{U_{GS(off)}} \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}} = -\frac{2 \times (-4 \text{ mA})}{4 \text{ V}} \sqrt{\frac{-4 \text{ mA}}{-4 \text{ mA}}} = 2 \text{ mA/V}$$

因此，该场效应管的交流小信号模型如图 P2-15(b) 所示。

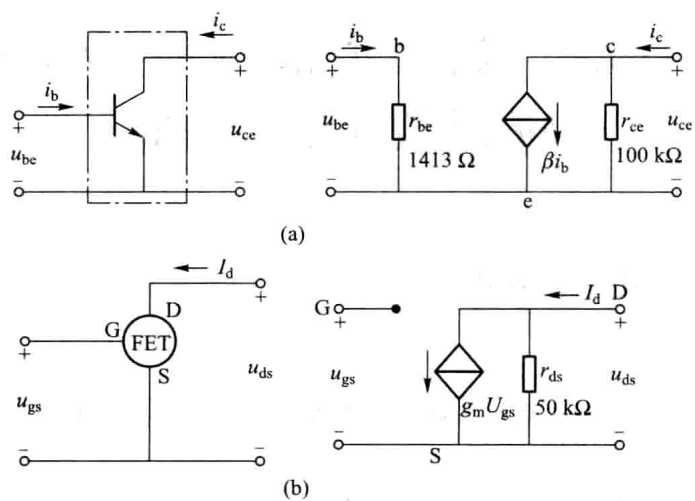


图 P2-15

# 第三章 双极型晶体管和场效应管放大器基础

## 3.1 基本要求及重点、难点

### 1. 基本要求

(1) 正确理解放大器主要指标参数的定义及含义:增益、输入阻抗、输出阻抗、频率响应及带宽、非线性失真系数等。

(2) 正确理解三种组态放大器[共射(共源)、共集(共漏)、共基(共栅)]的结构特点。

(3) 重点掌握共射放大器的电路构成、元件作用、直流工作状态的分析与判断、交流指标参数(增益、输入电阻、输出电阻)的分析方法与计算方法(小信号等效电路法及快速估算法)。掌握元件对工作点和指标的影响以及调整原则。

(4) 重点掌握共集放大器的电路及指标参数特点(电压增益接近于+1、输入电阻大、输出电阻小),因此必要时可作为输入级、中间级或输出级。利用与共射、共集电路对比的方式了解共基放大器的特点。

(5) 了解非线性失真与直流工作点设置及信号大小的关系,学会工作点调整方法。

(6) 理解放大器级联的原则(使各级工作点配置合理,信号放大流畅有效),多级放大器增益及输入、输出电阻分析与计算。

(7) 以对比方法掌握场效应放大器的分析方法及指标计算。

(8) 了解双极型晶体管及场效应管的频率参数及简化的高频小信号模型。

了解放大器频率响应分析方法,了解电路元件对放大器频率响应的影响,了解放大器级联对频率响应的影响,了解宽带放大器设计的一般原则。

### 2. 重点、难点

重点:共射(共源)、共集(共漏)、共基(共栅)的主要特点,工作点判断,指标参数分析方法,以及各电路的应用场合。

难点:频率响应的分析计算及元器件对频率响应的影响。

## 3.2 习题类型分析及例题精解

### 1. 加深对放大器主要指标的理解

**【例3-1】** 已知需要放大的信号源电压  $U_s = 30 \text{ mV}$ , 内阻  $R_s = 0.5 \text{ M}\Omega$ , 需要驱动的负载  $R_L = 100 \text{ }\Omega$ 。现有三级放大器:A 为高增益型( $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $A_{u0} = 100$ ,  $R_o = 1 \text{ k}\Omega$ ); B 为低输出电阻型( $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $A_{u0} = 1$ ,  $R_o = 20 \text{ }\Omega$ ); C 为高输入电阻型( $R_i = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $A_{u0} = 10$ ,  $R_o = 10 \text{ k}\Omega$ )。试回答:

(1) 为了有效放大,三级放大器应如何连接?

(2) 负载得到的电压(即输出电压)  $U_L = U_o$  为何值?

(3) 流过负载的电流  $I_L$  为何值?

(4) 负载得到的功率  $P_L$  为何值?

解:(1) 因为信号源内阻大( $R_s = 0.5 \text{ M}\Omega$ )、负载小( $R_L = 100 \text{ }\Omega$ ), 所以为了有效传输与放大信号, 三级放大器级联如图 3-1 所示。

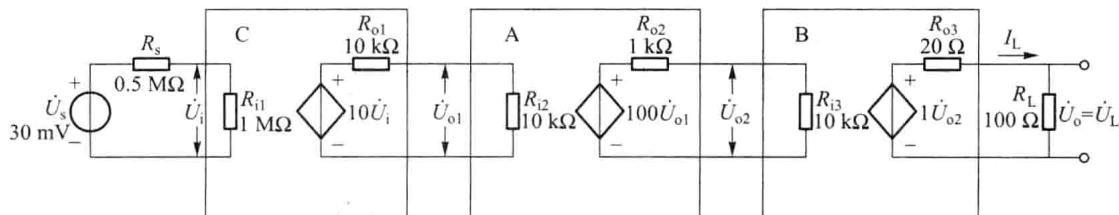


图 3-1

(2) 求负载得到的电压  $U_L$ :

$$\begin{aligned}
 A_{us} &= \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \cdot \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_{o2}}{\dot{U}_{o1}} \cdot \frac{\dot{U}_L}{\dot{U}_{o2}} \\
 &= \left( \frac{R_{i1}}{R_s + R_{i1}} \right) \times \left( \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \times 10 \right) \times \left( \frac{R_{i3}}{R_{o2} + R_{i3}} \times 100 \right) \times \left( \frac{R_L}{R_{o3} + R_L} \times 1 \right) \\
 &= \frac{1}{0.5 + 1} \times \frac{10}{10 + 10} \times 10 \times \frac{10}{1 + 10} \times 100 \times \frac{100}{20 + 100} \times 1 \\
 &\approx 250
 \end{aligned}$$

因此

$$U_o = U_L = A_{us} U_s = 250 \times 30 \text{ mV} = 7.5 \text{ V}$$

(3) 求流过负载的电流:

$$I_L = \frac{U_L}{R_L} = \frac{7.5 \text{ V}}{0.1 \text{ k}\Omega} = 75 \text{ mA}$$

(4) 求负载得到的功率:

$$P_L = I_L U_L = 75 \text{ mA} \times 7.5 \text{ V} \approx 0.563 \text{ W}$$

## 2. 晶体管电路能否正常放大信号的判别

判别的依据是放大器组成的三条规则:① 晶体管必须偏置在放大区;② 待放大的信号要加到发射结的输入回路;③ 输出端负载能有效获得放大后的信号。若违背其中任何一条, 则电路都不能正常放大信号。

【例 3-2】 试判断图 3-2 所示各电路能否正常放大输入信号  $u_i$ 。若不能, 应如何修改电路?

解: 图 3-2(a) 电路不能正常放大, 因为发射结零偏而使晶体管处于截止状态。只需将偏电阻  $R_B$  改接到基极与地之间即可正常放大。

图 3-2(b) 电路不能正常放大。由于稳压二极管反向击穿后, 其动态电阻极小, 因而将输入信号对地短路。修改办法是选用一电阻代替稳压二极管。

图 3-2(c) 电路不能正常放大, 原因是集电极输出端被电源  $-U_{CC}$  短路, 所以要在集电极

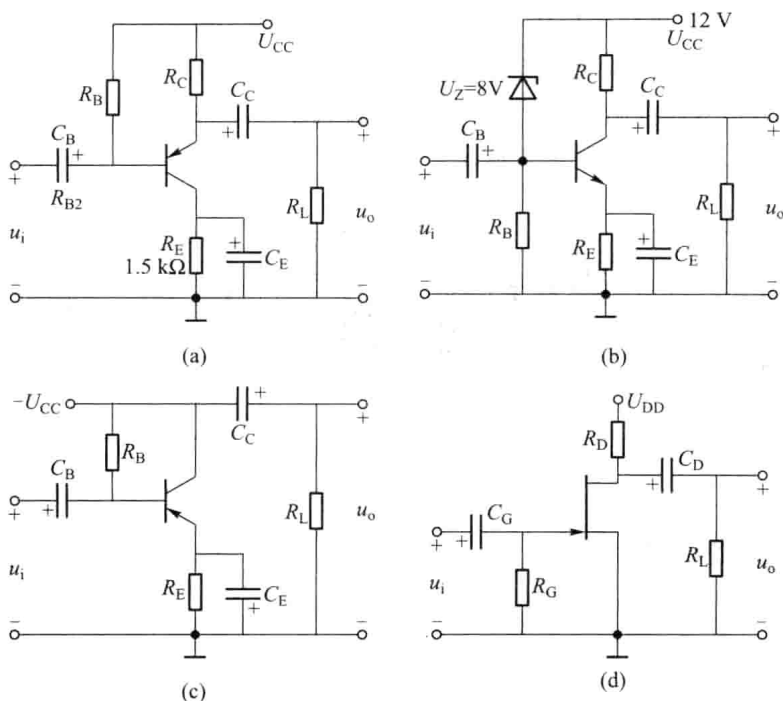


图 3-2 例 3-2 电路图

和  $C_C$  相接点与电源之间串接一电阻才能正常放大。

图 3-2(d) 电路也不能正常放大。因为结型场效应管的栅源之间零偏, 当输入信号大于零时, 其栅源 PN 结正偏, 所以不能正常放大。修改办法是在源极与地之间接一自偏压电阻。

### 3. 确定放大器的直流通路和交流通路

放大器的分析包括直流分析和交流分析, 并要遵循“先直流, 后交流”的原则。为此首先要确定放大器的直流和交流通路, 其规则是:

(1) 对于直流通路, 将原电路中的所有电容开路, 电感短路, 直流电源保留, 即得直流通路。

(2) 对于交流通路, 将原电路中输入信号的耦合电容、旁通电容短路, 容抗极大的小电容开路, 直流电源对地短路, 即得交流通路。

**【例 3-3】** 电路如图 3-3 所示。已知  $u_i = 5 \sin 2\pi \times 10^3 t$  mV, 试画出其直流通路和交流通路。

**解:** 将电路中的电容  $C_B$ 、 $C_E$ 、 $C_C$  和  $C_o$  开路, 便得图 3-3' 所示的直流通路。

在画交流通路时, 应对不同数值电容的容抗大小有一数量的概念, 如  $1 \mu\text{F}$  电容对频率为  $1 \text{ kHz}$  的容抗约为

$$Z_c = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10^3 \times 10^{-6}} \Omega \approx 160 \Omega$$



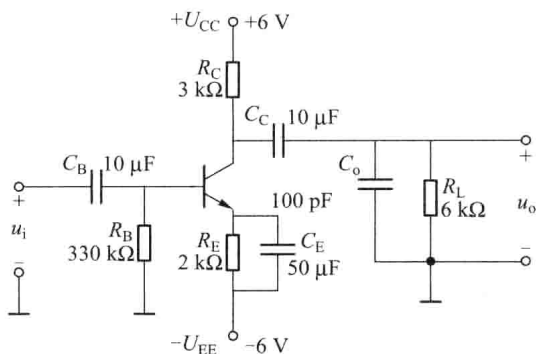


图 3-3 例 3-3 电路图

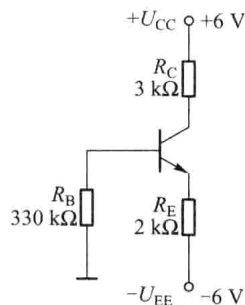


图 3-3' 图 3-3 的直流通路

对于本电路,由于输入信号频率为 1 kHz,所以数值为 10  $\mu\text{F}$  ( $Z_c = 16 \Omega$ ) 的耦合电容  $C_B$ 、 $C_C$  和 50  $\mu\text{F}$  ( $Z_c = 3.2 \Omega$ ) 的旁通电容  $C_E$  均可视为短路。而数值为 100 pF 的  $C_o$ 。因其容抗达 1.6 M $\Omega$ ,故应视为开路。再将正、负电源对地短路,即得图 3-3'' 所示的交流通路。

【例 3-4】 电路如图 3-3 所示。已知晶体管的  $\beta = 100$ ,试计算该管的静态工作点。

首先明确:放大器的直流分析要在其直流通路上进行。由于集电极总是位于放大器的输出回路,因此所谓直流工作点计算,主要是估算  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ 。

工作点计算的要点:若晶体管偏置在放大状态下,即隐含有如下的已知近似条件

NPN 管  $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$  (硅管)  $U_{BEQ} = 0.3 \text{ V}$  (锗管)

PNP 管  $U_{BEQ} = -0.7 \text{ V}$  (硅管)  $U_{BEQ} = -0.3 \text{ V}$  (锗管)

及

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

另外,为使计算简便,晶体管三个电极电流的参考方向最好设为实际方向,即 NPN 管的  $I_C$  和  $I_B$  流入管内,而  $I_E$  流出管外;PNP 管则正好相反。

解:电路的直流通路如图 3-3' 所示(应逐步掌握在电路图中直接看出直流通路,而不必将其画出),设定各极电流的参考方向为实际方向,并假设晶体管工作在放大区,则:

由发射结回路可得

$$U_{EE} = (1 + \beta) I_{BQ} R_E + 0.7 + I_{BQ} R_B$$

即

$$I_{BQ} = \frac{U_{EE} - 0.7}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{(6 - 0.7) \text{ V}}{(330 + 101 \times 2) \text{ k}\Omega} = 0.01 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 0.01 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} + U_{EE} - I_{CQ} (R_C + R_E) = [6 + 6 - 1 \times (3 + 2)] \text{ V} = 7 \text{ V}$$

可见,  $U_{CEQ} \gg U_{BEQ}$ ,  $U_{CBQ} = U_{CEQ} - U_{BEQ} = (7 - 0.7) \text{ V} = 6.3 \text{ V}$ ,集电结反偏,晶体管工作在放大区(与假设相符)。

【例 3-5】 电路如图 3-5(a) 所示。已知晶体管的  $\beta = 80$ ,晶体管导通时,  $U_{EBQ} = 0.7 \text{ V}$ ,

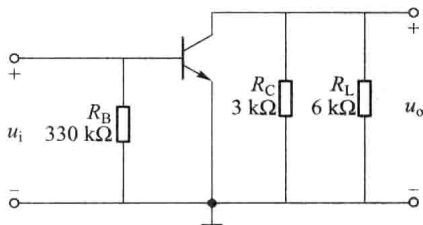


图 3-3'' 图 3-3 的交流通路

试计算该电路的静态工作点。

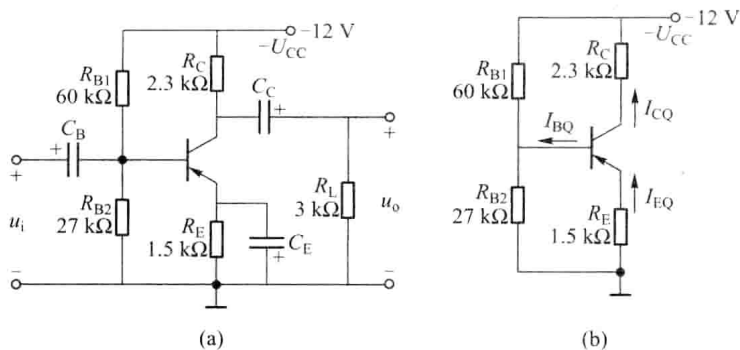


图 3-5 例 3-5 电路图及直流通路

**解:** 电路的直流通路如图 3-5(b) 所示。图中设定各极电流的参考方向为实际方向, 此时 PNP 管放大器  $I_{CQ}$  和  $U_{ECQ}$  ( $= -U_{CEQ}$ ) 的计算与 NPN 管完全相同, 即

$$U_{RB2} \approx \frac{R_{B2} U_{CC}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{27 \times 12}{60 + 27} \text{ V} = 3.7 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx \frac{U_{RB2} - 0.7}{R_E} = \frac{(3.7 - 0.7) \text{ V}}{1.5 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{ECQ} = U_{CC} - (R_C + R_E) I_{CQ} = [12 - (1.5 + 2.3) \times 2] \text{ V} = 4.4 \text{ V}$$

$$U_{CEQ} = -U_{ECQ} = -4.4 \text{ V}$$

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} \approx \frac{2}{80} \text{ mA} = 25 \mu\text{A}$$

因为  $|U_{CEQ}| \gg |U_{BEQ}|$ , 集电结反偏, 所以该电路工作在正常放大状态。

**【例 3-6】** 电路如图 3-6 所示, 晶体管导通时  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ , 试分析当输入电压  $U_i$  分别为  $0 \text{ V}$ 、 $1 \text{ V}$ 、 $3 \text{ V}$  时, 晶体管的工作状态及输出电压  $U_o$  为何值。

**解:** (1)  $U_i = 0$ , 晶体管截止,  $I_B = 0$ ,  $I_C = 0$ ,  $U_o = +12 \text{ V}$ 。

$$(2) U_i = 1 \text{ V}, I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{(1 - 0.7) \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 0.06 \text{ mA} = 60 \mu\text{A},$$

$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.06 \text{ mA} = 3 \text{ mA}$ ,  $U_o = U_{CC} - I_C \times R_C = (12 - 3 \times 1) \text{ V} = 9 \text{ V}$ ,  $U_{CE} = U_o \gg U_{BE}$ , 集电结反偏, 管子工作在放大区。

$$(3) U_i = 3 \text{ V}, I_B = \frac{U_i - U_{BE}}{R_B} = \frac{(3 - 0.7) \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 0.46 \text{ mA}, \text{ 假设仍工作在放大区, 则}$$

$I_C = \beta I_B = 50 \times 0.46 \text{ mA} = 23 \text{ mA}$ ,  $U_o = U_{CC} - I_C \times R_C = (12 - 23 \times 1) \text{ V} = -11 \text{ V} < 0 \text{ V}$ , 显然与假设不符, 集电结正偏, 管子工作在饱和区。设饱和时  $U_{CES} = 0 \text{ V}$ , 则集电极最大电流, 即饱和电流  $I_{CS} = \frac{U_{CC} - U_{CES}}{R_C} = \frac{(12 - 0) \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 12 \text{ mA}$ 。

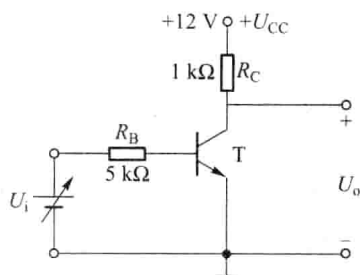


图 3-6

【例 3-7】 一个不完整的电路如图 3-7 所示,请选择合适的晶体管或场效应管,使之电路正常放大,并指出属何种组态的放大电路。

解:这题的考点是用什么管子,才有可能使电路偏置在放大状态。

(1) 首先想到的是 NPN 管,不论如何接入都不能使发射结正偏,集电结反偏,故不行;

(2) 用 PNP 管有可能,如图 3-7'(a) 所示,可以保证发射结正偏,集电结反偏,且有

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{EBQ}}{R_1 + (1 + \beta) R_3}, I_{CQ} = \beta I_{BQ}, U_{ECQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_3 + R_2)$$

信号从基极输入,从射极输出,电路属共集电极放大器。

(3) 用 N 沟道结型场效应管(N-JFET)有可能,如图 3-7'(b) 所示,因为结型场效应管可以用自偏压,  $U_{GSQ} = -R_2 I_{SQ}$ 。电路为共源放大器。

(4) 用 N 沟道耗尽型 MOS 场效应管有可能,如图 3-7'(c) 所示,因为耗尽型 MOS 场效应管也可以用自偏压,  $U_{GSQ} = -R_2 \times I_{SQ}$ 。其工作点图解如图 3-7'(d) 所示。电路为共源放大器。

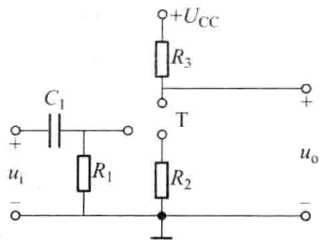


图 3-7

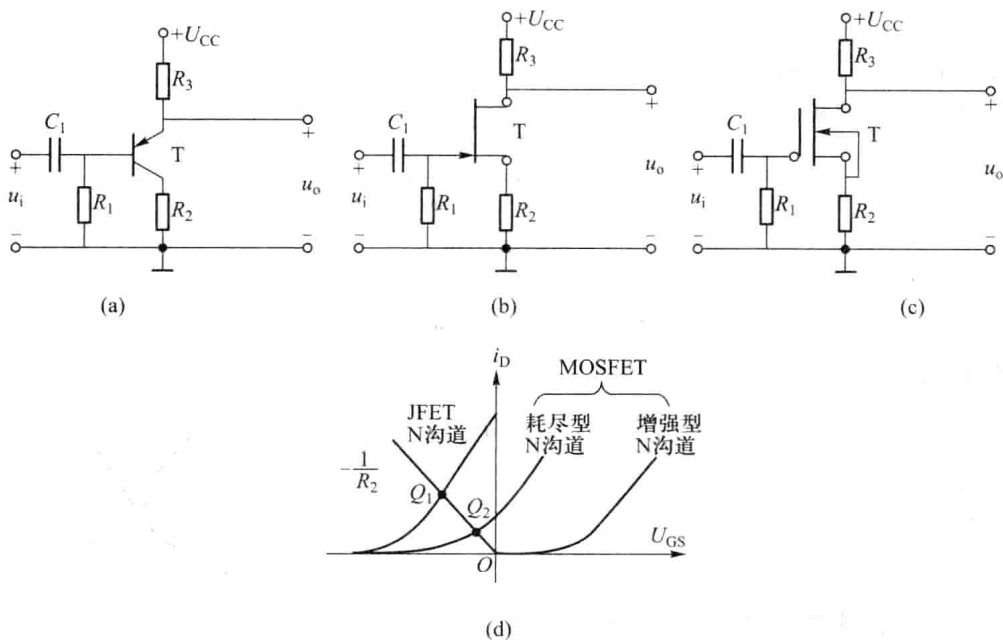


图 3-7'

#### 4. 多级放大器的分析与计算

多级放大器的分析与计算主要要考虑:(1) 各级工作状态要匹配,确保各级都工作在放大区。(2) 计算各级指标时要考虑互相影响,一般将后级输入阻抗作为前级负载的一部分。(3) 总电压增益为各级增益的乘积,总输入阻抗一般取决于输入级,总输出阻抗一般取决于输出级。

【例 3-8】 (1) 组成一个三级放大器,要求输入阻抗大,输出阻抗小,电压放大倍数大,

且三级同为直接耦合,请构成电路图;

(2) 分析该电路的直流工作点(给出表达式);

(3) 分析该电路的电压增益,输入阻抗,输出阻抗(给出表达式)。

解:(1) 电路结构

要求输入阻抗大,故输入级采用结型场效应共源放大器(有一定增益),要求输出阻抗小,输出级采用双极型晶体管共集电路,要求电压增益大,且级间直接耦合,则中间级可采用 PNP 双极型晶体管共射放大器,其电路如图 3-8 所示。

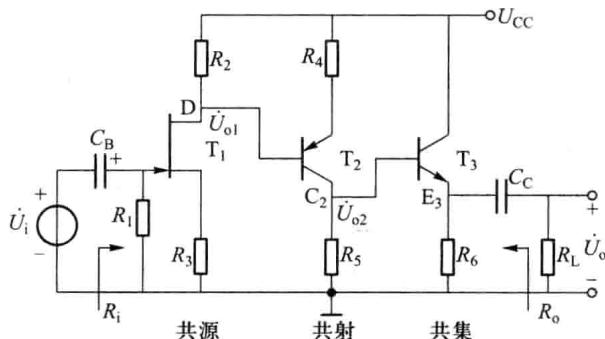


图 3-8

(2) 直流工作点分析

第一级,可用解析法:

$$i_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{u_{GS}}{u_{GS(off)}} \right)^2 \quad (3-8-1)$$

$$u_{GS} = -R_3 i_D \quad (3-8-2)$$

二式联立,求出  $I_{DQ}$ 。

并有

$$U_{DSQ} = U_{CC} - (R_3 + R_2) I_{DQ}$$

也可用图解法求工作点,如图 3-8'所示。

第二级:设晶体管导通时  $U_{EB2Q} = 0.7 \text{ V}$ , 则  $I_{C2Q} = \frac{U_{R2Q} - 0.7}{R_4} =$

$$\frac{I_{DQ} R_2 - 0.7}{R_4},$$

$$U_{EC2Q} = U_{CC} - I_{C2Q} (R_4 + R_5), U_{CE2Q} = -U_{EC2Q}$$

第三级:设晶体管导通时  $U_{BE3Q} = 0.7 \text{ V}$ , 则

$$I_{C3Q} \approx I_{E3Q} = \frac{U_{C2Q} - 0.7}{R_6} = \frac{I_{C2Q} R_5 - 0.7}{R_6}$$

$$U_{CE3Q} = U_{CC} - I_{C3Q} R_6$$

(3) 增益、输入阻抗、输出阻抗

增益:  $A_u = \frac{\dot{u}_o}{\dot{u}_i} = \frac{\dot{u}_{o1}}{\dot{u}_i} \cdot \frac{\dot{u}_{o2}}{\dot{u}_{o1}} \cdot \frac{\dot{u}_o}{\dot{u}_{o2}} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}$  其中

$$A_{u1} = \frac{\dot{u}_{o1}}{\dot{u}_i} = -\frac{I_{d1} (R_2 // R_{i2})}{u_i}$$

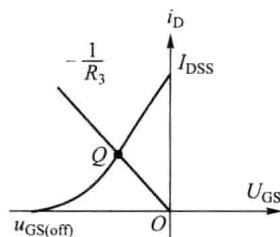


图 3-8'

式中

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta_2) R_4$$

因为  $I_{d1} = g_m u_{gs} = g_m (u_i - I_{d1} R_3)$ , 所以  $I_{d1} = \frac{g_m}{1 + g_m R_3} u_i$ , 故

$$A_{u1} = \frac{\dot{u}_{o1}}{\dot{u}_i} = -\frac{I_{d1} (R_2 // R_{i2})}{u_i} = -\frac{g_m}{1 + g_m R_3} (R_2 // R_{i2})$$

$$A_{u2} = \frac{u_{o2}}{u_{o1}} = -\frac{\beta_2 (R_5 // R_{i3})}{r_{be2} + (1 + \beta_2) R_4} \approx -\frac{R_5 // [r_{be3} + (1 + \beta) (R_6 // R_L)]}{R_4} \approx -\frac{R_5}{R_4}$$

$$A_{u3} = \frac{(1 + \beta_3) (R_6 // R_L)}{r_{be3} + (1 + \beta_3) (R_6 // R_L)} \approx 1$$

输入阻抗: 取决于输入级,  $R_i = R_{i1}$ 。

输出阻抗: 取决于输出级,  $R_o = \frac{R_5 + r_{be3}}{1 + \beta_3} // R_6$ 。

### 5. 频率响应基本概念

当电路中存在电抗元件(电容、电感等)时, 对应不同频率呈现不同的阻抗  $\left(\frac{1}{j\omega C}, j\omega L\right)$ ,

导致对应不同频率的信号分量产生不同的增益和相移, 从而引入信号失真, 因为此类失真是由电容、电感等线性元件引起的, 故称为“线性失真”, 以区别于由非线性元件引起的“非线性失真”。饱和失真和截止失真属非线性失真, 它是由器件的非线性特性引起的, 工作点选择不合适, 或信号幅度太大, 都会产生非线性失真。非线性失真的特征是产生输入信号所没有的新的频率分量(如单一频率正弦信号因限幅而变成方波)。而线性失真只是将信号中的某些频率分量增强或衰减或移相, 像滤波器网络一样, 决不会产生新的频率成分。

**【例 3-9】** 某一放大器的幅频特性如图 3-9 所示, 最大不失真动态范围为  $\pm 5$  V, 若输入下列信号, 试问会不会产生失真? 若有失真, 是何种类型的失真?

- (1)  $u_i = 10 \cos(2\pi \times 10^4 t)$  mV;
- (2)  $u_i = \cos(2\pi \times 10^6 t)$  mV;
- (3)  $u_i = [\cos(2\pi \times 10^2 t) + 2\cos(2\pi \times 10^4 t)]$  mV;
- (4)  $u_i$  为语音信号;
- (5)  $u_i$  为视频信号;
- (6)  $u_i$  为 50 kHz 的方波信号。

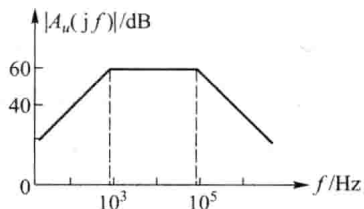


图 3-9

**解:** 由图 3-9 可知, 该放大器的下限频率  $f_L = 1$  kHz, 上限频率  $f_H = 100$  kHz, 中频增益  $A_{u1} = 60$  dB (1000 倍), 最大不失真动态范围为  $\pm 5$  V, 那么不产生严重非线性失真的最大允许的输入信号幅度为  $u_{imax} = \frac{\pm 5 \text{ V}}{1000} = \pm 5$  mV。故有:

(1) 输入信号为单一频率, 不产生线性失真, 但其幅度为 10 mV, 超出不产生严重非线性失真的最大允许的输入信号幅度, 会产生严重的非线性失真(出现限幅现象)。

(2) 输入信号为单一频率, 不产生线性失真, 只是信号频率处于高频区, 放大倍数减小, 并产生滞后的附加相移, 且输入信号幅度为 1 mV, 输出为 1 V, 故也不会产生非线性失真。

(3) 输入信号包含两个频率分量,一个为 100 Hz,处于低频区,增益减小,并产生超前的附加相移,另一个为 10 kHz,处于中频区,增益大,并无附加相移,故总体经放大后输出信号将产生线性失真。由于信号幅度小,不会产生非线性失真。

(4) 语音信号的频谱范围约为 20 Hz ~ 20 kHz,大多数情况可能更窄,如电话信号的频率范围仅为 300 Hz ~ 3.4 kHz,故语音信号经该放大器放大会产生线性失真,低频段音质将变差。改善的办法是降低下限频率。

(5) 视频信号的频谱约为 0 Hz ~ 6 MHz,甚至高达几百 MHz,故用该放大器放大视频信号肯定会产生严重的线性失真,图像会变得模糊不清。改善的办法是提高上限频率。

(6) 方波信号的频谱由基波分量和高次谐波分量组成,该信号的基波分量频率为 50 kHz,三次谐波分量频率为 150 kHz,已超出该放大器的频带范围,故会产生线性失真,放大后的方波边沿变差(不再陡峭)。改善的办法是提高上限频率。

## 6. 频率响应计算

影响频率特性的因素很多,计算比较复杂,通常借助一些计算机软件(如 Pspice、Hspice、Electronic Workbench、Multisim 等)来仿真和分析计算,只要器件模型准确,则仿真结果与实际是比较吻合的。计算机仿真分析计算已成为现代电子设计自动化的主流技术之一。

对于一般的快速工程估算,则是依据物理概念将诸多因素分解为单个因素来分别计算,最后综合起来考虑,即将复杂因素简单化,抓主要矛盾。计算的关键是找到一个时常数  $\tau = RC$ ,然后按照  $f_x = \frac{1}{2\pi\tau_x}$  计算出下限频率或上限频率。

**【例 3-10】** 某两级放大器的交流等效电路如图 3-10(a) 所示,图中  $R_{i1} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{o1} = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{i2} = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{o2} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 4.7 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $C_L = 500 \text{ pF}$ ,第一级中频增益为  $A_1$ ,第二级中频增益为  $A_2$ 。试求该放大器总的中频增益、下限频率与上限频率。

**解:** 图 3-10(a) 中有两个电容会对频率特性有影响,是一个二阶网络,直接计算比较复杂。分析如下:其中  $C_1$  容量较大,且串联在信号流通电路中,频率越低,呈现的容抗越大,对信号的分压作用也越大,从而导致低频区的增益减小,而对中、高频而言,  $C_1$  容抗很小,可视为短路。  $C_L$  容量较小,且并联在负载两端,频率越低,容抗越大,对总负载影响越小,可视为开路,但频率升高,容抗减小,使总负载降低,导致高频增益下降。如此分析,可将  $C_1$  与  $C_L$  分开考虑,从而将一个二阶电路化简为一阶电路计算。以上分析可知,下限频率仅与  $C_1$  有关,上限频率仅与  $C_L$  有关。

$$\text{中频增益: } A_{u1} = \frac{u_o}{u_i} = A_1 \times \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \times A_2 \times \frac{R_L}{R_{o2} + R_L} = \frac{3}{5} \times \frac{5}{6} \times A_1 \times A_2 = 0.5 A_1 A_2$$

$$\text{下限频率: } f_L = \frac{1}{2\pi\tau_L} = \frac{1}{2\pi(R_{o1} + R_{i2})C_1} = \frac{1}{2\pi(2 \times 10^3 + 3 \times 10^3) \times 4.7 \times 10^{-6}} \text{ Hz} \approx 6.8 \text{ Hz}$$

$$\text{上限频率: } f_H = \frac{1}{2\pi\tau_H} = \frac{1}{2\pi(R_{o2} // R_L)C_L} = \frac{1}{2\pi \times \frac{10^3 \times 5 \times 10^3}{10^3 + 5 \times 10^3} \times 500 \times 10^{-12}} \approx 382 \text{ kHz}$$

频率响应如图 3-10(b) 所示。

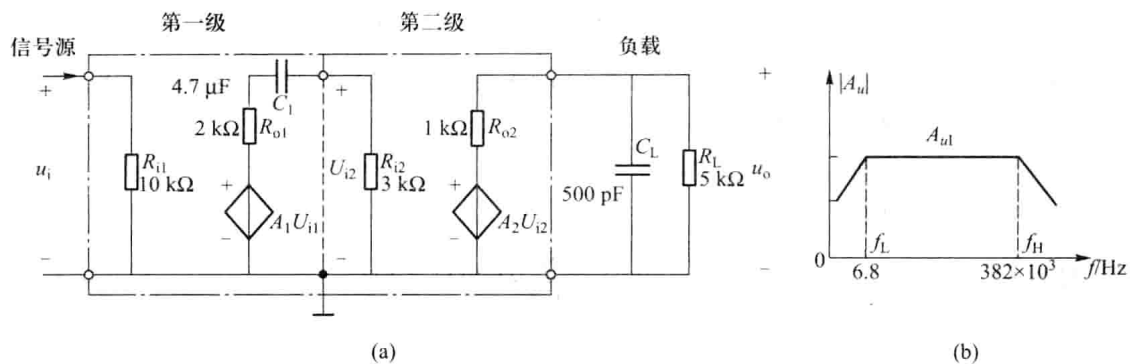


图 3-10

### 3.3 习题解答

3-1 放大器模型如图 P3-1 所示, 已知输出开路电压增益  $A_{uo} = 10$ , 试分析计算下列情

况的源电压增益  $A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s}$ 。

(1)  $R_i = 10R_s, R_L = 10R_o$ ;

(2)  $R_i = R_s, R_L = R_o$ ;

(3)  $R_i = \frac{R_s}{10}, R_L = \frac{R_o}{10}$ ;

(4)  $R_i = 10R_s, R_L = \frac{R_o}{10}$ 。

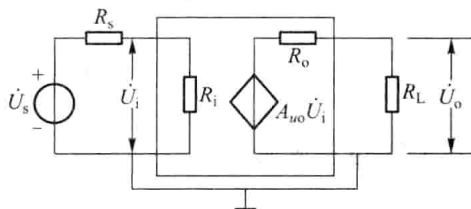


图 P3-1

解: (1)

$$\dot{U}_i = \frac{R_i}{R_s + R_i} \dot{U}_s = \frac{10R_s}{R_s + 10R_s} \dot{U}_s = \frac{10}{11} \dot{U}_s$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= A_{uo} \dot{U}_i \frac{R_L}{R_o + R_L} = 10 \times \frac{10}{11} \dot{U}_s \frac{10R_o}{R_o + 10R_o} \\ &= 10 \times \frac{10}{11} \times \frac{10}{11} \dot{U}_s \end{aligned}$$

因此

$$A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = 10 \times \frac{10}{11} \times \frac{10}{11} = 8.264$$

(2)  $A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{1}{2} \times 10 \times \frac{1}{2} = 2.5$

(3) 同理  $A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{0.1}{1.1} \times 10 \times \frac{0.1}{1.1} = 0.0826$

(4) 同理  $A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{10}{11} \times 10 \times \frac{0.1}{1.1} = 0.826$

**3-2** 放大器模型如图 P3-1 所示, 已知  $R_s = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ , 用示波器测得  $u_s = 1 \sin \omega t \text{ V}$ ,  $u_i = 0.8 \sin \omega t \text{ V}$ , 将  $R_L$  开路, 测得  $u_o \big|_{R_L \rightarrow \infty} = 5 \sin \omega t \text{ V}$ , 接上  $R_L$  后, 测得  $u_o = 4 \sin \omega t \text{ V}$ , 试求:

- (1)  $R_i$ 、 $R_o$ 、 $A_{uo}$  及  $A_{us}$  的值;
- (2) 电流放大倍数;
- (3) 功率放大倍数。

解: (1)

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s - \dot{U}_i} R_s = \frac{0.8}{1 - 0.8} \times 1 \text{ k}\Omega = 4 \text{ k}\Omega$$

$$A_{uo} = \left. \frac{\dot{U}_o'}{\dot{U}_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty} = \frac{5}{0.8} = 6.25$$

$$R_o = \frac{\dot{U}_o' - \dot{U}_o}{\dot{U}_o} \times R_L = \frac{5 - 4}{4} \times 2 \text{ k}\Omega = 0.5 \text{ k}\Omega$$

(式中:  $\dot{U}_o'$  为  $R_L \rightarrow \infty$  时的输出电压值,  $\dot{U}_o$  为  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$  时的输出电压值。)

$$A_{us} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{U}_s} \times \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{0.8}{1} \times \frac{4}{0.8} = 4$$

- (2) 电流放大倍数

$$A_i = \frac{\dot{I}_o}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_o / R_L}{\dot{U}_i / R_i} = \frac{4 \text{ V} / 2 \text{ k}\Omega}{0.8 \text{ V} / 4 \text{ k}\Omega} = 10$$

- (3) 功率放大倍数

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{\frac{1}{2} U_o I_o}{\frac{1}{2} U_i I_i} = \frac{4 \text{ V} \times 2 \text{ mA}}{0.8 \text{ V} \times 0.2 \text{ mA}} = 50$$

$$A_{ps} = \frac{P_o}{P_s} = \frac{\frac{1}{2} U_o I_o}{\frac{1}{2} U_s I_i} = \frac{4 \text{ V} \times 2 \text{ mA}}{1 \text{ V} \times 0.2 \text{ mA}} = 40$$

**3-3** (1) 有一个方波, 经放大器放大后的波形产生了畸变(如图 P3-3(a)所示), 试问该放大器产生了什么失真? 产生失真的原因是什么?

(2) 有一个正弦波, 经放大器放大后的波形产生了畸变(如图 P3-3(b)所示), 试问该放大器产生了什么失真? 产生失真的原因是什么?

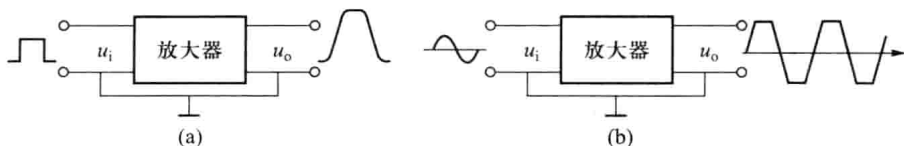


图 P3-3

解: (1) 输出方波边缘变差是因为放大器产生了线性失真, 即波形的高频分量受到损



失,原因是放大器内部存在电容,使其对高频分量的放大倍数比低频分量的放大倍数小。

(2) 该放大器产生了非线性失真,使输入正弦波变成输出为非正弦波,输出含有输入所没有的新的谐波分量,产生了新的频率成分,原因是放大器中存在非线性元件,使输出波形产生限幅。

**3-4** 有一个放大器的对数振幅频率响应如图 P3-4 所示,试求:

(1) 中频放大倍数或低频放大倍数  $A_{u1}$ ;

(2) 上限频率  $f_H$ ;

(3) 下限频率  $f_L$ 。

**解:**(1) 中频放大倍数或低频放大倍数

$$A_{u1} = 60 \text{ dB} \quad \text{即} \quad A_{u1} = 1000$$

(2) 上限频率

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1000 \text{ rad/s}}{2\pi} = 159.23 \text{ Hz}$$

(3) 下限频率

$$f_L = 0 \text{ Hz}$$

**3-5** 在图 P3-5 所示的放大电路中,晶体管的  $\beta = 50$ ,  $R_B = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 6.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 6.8 \text{ k}\Omega$ ,  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $U_{BEQ} = 0.6 \text{ V}$ 。

(1) 计算静态工作点;

(2) 若要求  $I_{CQ} = 0.5 \text{ mA}$ ,  $U_{CEQ} = 6 \text{ V}$ , 求所需的  $R_B$  和  $R_C$  值。

**解:**(1) 
$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_B} = \frac{(12 - 0.6) \text{ V}}{500 \text{ k}\Omega} = 0.023 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.023 \text{ mA} = 1.15 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C = (12 - 1.15 \times 6.8) \text{ V} = 4.2 \text{ V}$$

(2)

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{0.5}{50} \text{ mA} = 0.01 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{I_{BQ}} = \frac{(12 - 0.6) \text{ V}}{0.01 \text{ mA}} = 1140 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = \frac{U_{CC} - U_{CEQ}}{I_{CQ}} = \frac{(12 - 6) \text{ V}}{0.5 \text{ mA}} = 12 \text{ k}\Omega$$

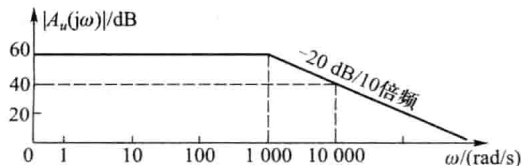


图 P3-4

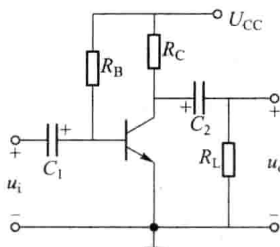


图 P3-5

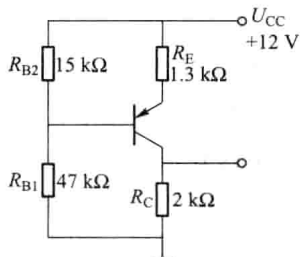


图 P3-6

**3-6** 晶体管电路如图 P3-6 所示,已知  $\beta = 100$ ,  $U_{BE} = -0.3 \text{ V}$ 。

(1) 估算直流工作点  $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ ;

(2) 若偏置电阻  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$  分别开路, 试分别估算集电极电位  $U_C$  值, 并说明各自的工作状态, 设管子饱和时, 饱和电压  $U_{CE(sat)} = -0.3 \text{ V}$ 。

(3) 若  $R_{B2}$  开路时要求  $I_{CQ} = 2 \text{ mA}$ , 试确定  $R_{B1}$  应取多大值。

解: (1) 
$$U_{RB2} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = \frac{15}{47 + 15} \times 12 \text{ V} = 2.9 \text{ V}$$

$$I_{CQ} = \frac{U_{RB2} - 0.3}{R_E} = \frac{(2.9 - 0.3) \text{ V}}{1.3 \text{ k}\Omega} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = -U_{ECQ} = -[U_{CC} - I_{CQ}(R_E + R_C)] = -[12 - 2 \times (1.3 + 2)] \text{ V} = -5.4 \text{ V}$$

(2) 当  $R_{B1}$  开路时  $I_{BQ} = 0$ , 管子截止,  $U_C = 0$ 。

当  $R_{B2}$  开路时, 则有

$$I_B = \frac{U_{CC} - 0.3}{R_{B1} + (1 + \beta) R_E} = \frac{(12 - 0.3) \text{ V}}{(47 + 101 \times 1.3) \text{ k}\Omega} = 0.066 \text{ mA}$$

而临界饱和时所需基极电流  $I_{B(sat)} = \frac{U_{CC} + U_{CE(sat)}}{(R_E + R_C)\beta} = \frac{12 - 0.3}{(1.3 + 2) \times 100} \text{ mA} = 0.035 \text{ mA}$

因为  $I_B > I_{B(sat)}$ , 所以晶体管处于饱和状态。此时

$$U_C \approx \frac{U_{CC} + U_{CE(sat)}}{R_C + R_E} R_C = \frac{12 - 0.3}{2 + 1.3} \times 2 \text{ V} = 7.1 \text{ V}$$

(3) 当  $R_{B2}$  开路时, 由于

$$I_{CQ} = \beta \frac{U_{CC} + U_{BE}}{R_{B1} + (1 + \beta) R_E} = 100 \times \frac{12 - 0.3}{R_{B1} + 101 \times 1.3} = 2 \text{ mA}$$

由此解得  $R_{B1} = 454 \text{ k}\Omega$ 。

**3-7** 电压负反馈型偏置电路如图 P3-7 所示。若晶体管的  $\beta$ 、 $U_{BE}$  已知,

(1) 试导出计算工作点的表达式;

(2) 简述稳定工作点的原理。

解: (1) 
$$U_{CC} = (1 + \beta) I_{BQ} R_C + I_{BQ} R_B + U_{BE}$$

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_C}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - (1 + \beta) I_{BQ} R_C$$

(2) 无论何种原因使  $I_{CQ}$  增大, 则有如下的调节过程:

$$I_{CQ} \uparrow \rightarrow U_{RC} \uparrow \rightarrow U_C \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \rightarrow I_{CQ} \downarrow$$

反之, 若  $I_{CQ}$  减小, 亦有类似的调节过程, 使  $I_{CQ}$  的减小受到抑制。

**3-8** 试判别图 P3-8 中各电路是否具有正常放大作用? 若无放大作用则说明理由, 并将错误处加以改正。

解: (1) 图(a)中管子截止, 电路不能正常放大。应将  $R_B$  改接在基极与地之间。

(2) 图(b)中因集电极短接, 故电路不能正常放大。应在集电极到  $U_{CC}$  之间接集电极负载电阻  $R_C$ 。

(3) 图(c)中因  $I_B = 0$ , 管子截止, 电路不能正常放大。应将  $R_B$  改接在基极与  $U_{CC}$  之间。

(4) 图(d)中会使发射结烧坏且输入信号被短路, 因而电路不能正常放大。应在基极到  $U_{CC}$  之间接偏置电阻  $R_B$ 。

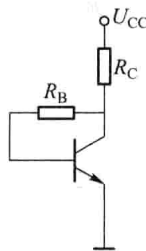


图 P3-7

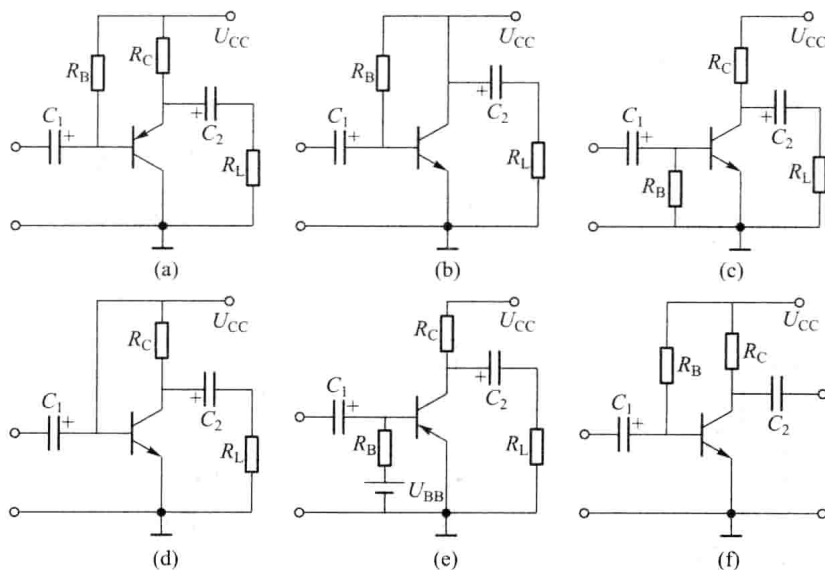


图 P3-8

(5) 图(e)所示电路因发射结反偏而不能正常放大。应将  $U_{BB}$  的极性反过来且  $U_{CC}$  改为负电源。此外,  $C_1$ 、 $C_2$  耦合电解电容的极性也应反接。

(6) 图(f)所示电路可以正常放大。

3-9 试画出图 P3-9 所示电路的直流通路和交流通路。

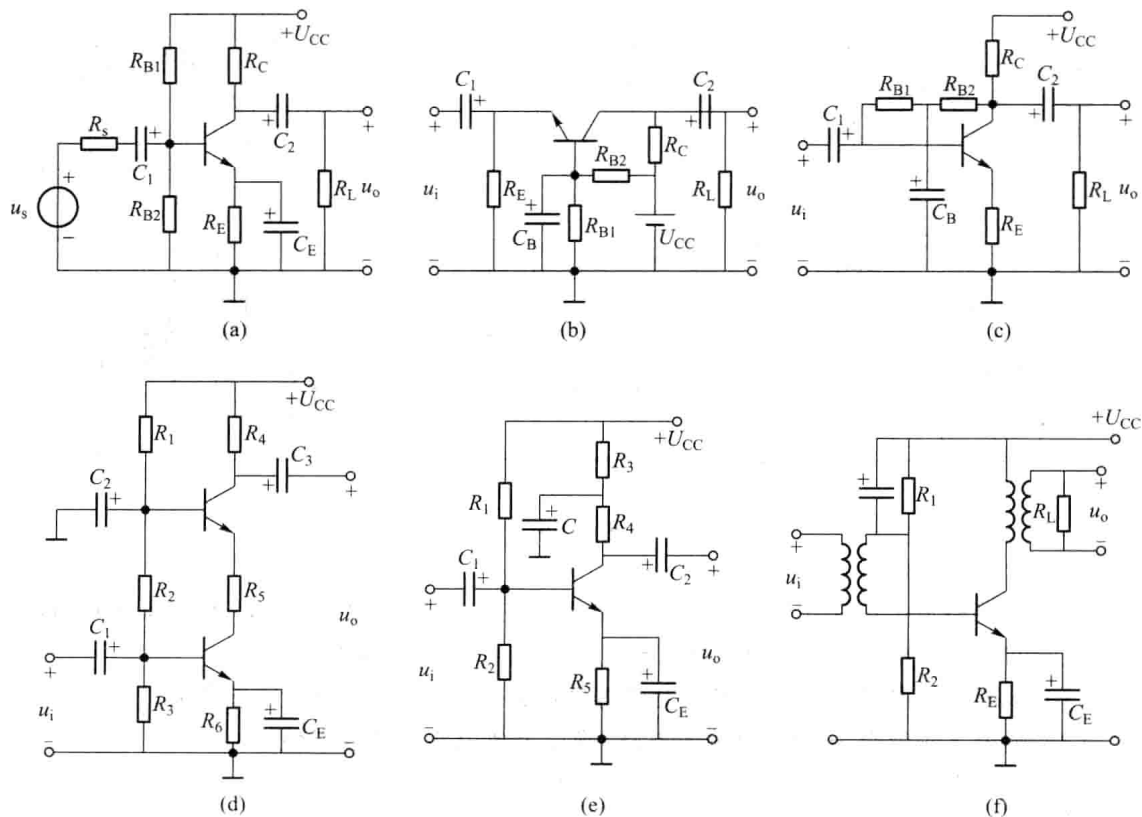


图 P3-9

解:各电路对应的直流通路分别如图 P3-9'所示。

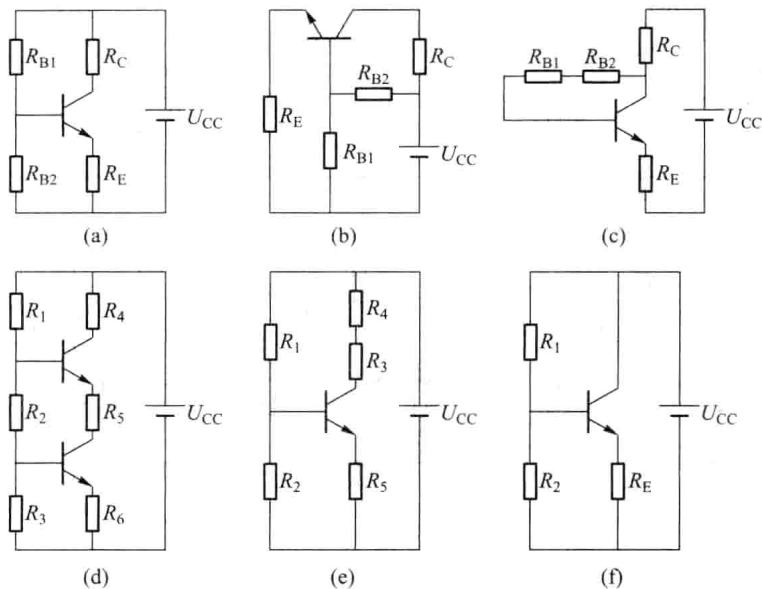


图 P3-9'

各电路对应的交流通路分别如图 P3-9''所示。

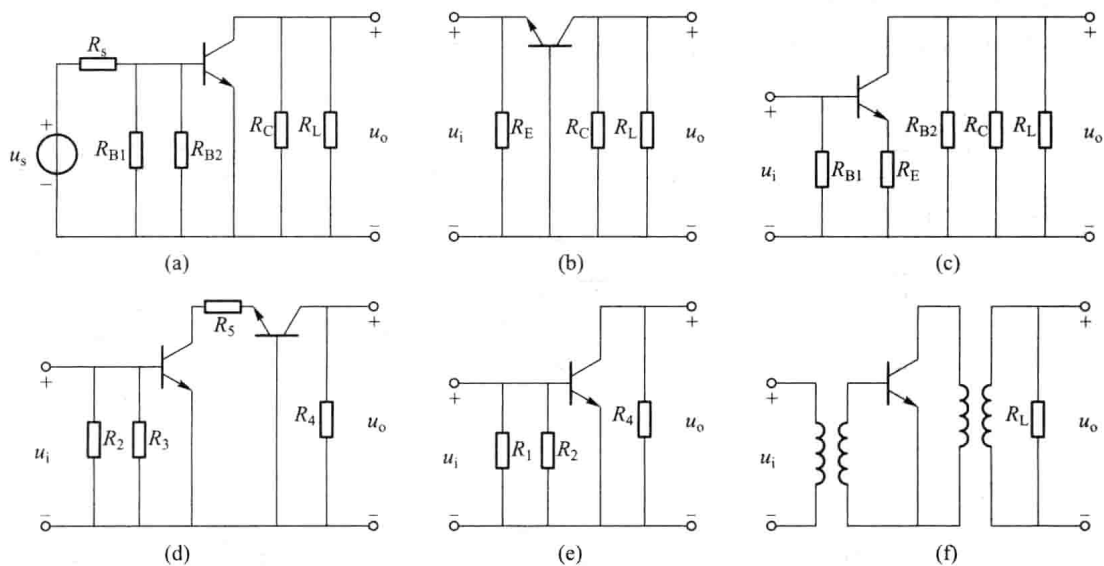


图 P3-9''

**3-10** 测得放大电路中某晶体管三个电极上的电流分别为  $2\text{ mA}$ 、 $2.02\text{ mA}$ 、 $0.02\text{ mA}$ 。已知该管的厄尔利电压  $U_A = 120\text{ V}$ ， $C_{b'e} = 60\text{ pF}$ ， $C_{b'c} = 5\text{ pF}$ ， $r_{bb'} = 200\ \Omega$ 。

- (1) 试画出该晶体管的低频参数交流等效电路, 确定等效电路中各参数值;
- (2) 画出高频混合  $\pi$  型交流等效电路, 确定等效电路中各参数值。

解: (1)

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2}{0.02} = 100$$

$$r_e = \frac{U_T}{I_{EQ}} = \frac{26}{2.02} \Omega = 13 \Omega$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta)r_e = (200 + 101 \times 13) \Omega = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$r_{ce} = \frac{U_A}{I_{CQ}} = \frac{120}{2} \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega$$

等效电路如图 P3-10 所示。

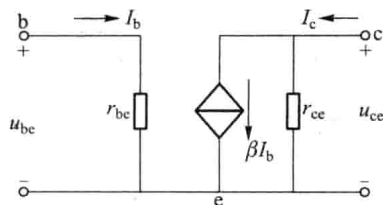


图 P3-10

**3-11** 在图 P3-11 所示电路中, 设  $\beta = 50$ ,  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。

- (1) 估算直流工作点;
- (2) 求电压放大倍数  $A_u$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ ;
- (3) 若射极旁通电容  $C_E$  开路, 试画出交流等效电路并重新计算  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。

解: (1)

$$I_{BQ} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{(470 + 51 \times 2) \text{ k}\Omega} = 0.02 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.02 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = 12 \text{ V} - 1 \times (3.9 + 2) \text{ V} = 6.1 \text{ V}$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{26}{I_{CQ}} = \left( 200 + 50 \times \frac{26}{1} \right) \Omega = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{50 \times \frac{3.9 \times 3.9}{3.9 + 3.9}}{1.5} = -65$$

$$R_i = 470 \parallel r_{be} = \frac{470 \times 1.5}{470 + 1.5} \text{ k}\Omega \approx 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$$

(3)  $C_E$  开路时的交流等效电路如图 P3-11' 所示。

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} = -\frac{50 \times \frac{3.9 \times 3.9}{3.9 + 3.9}}{(1.5 + 51 \times 2) \text{ k}\Omega} = -0.94$$

$$R_i = R_B \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_E] = \frac{470 \times (1.5 + 51 \times 2)}{470 + (1.5 + 51 \times 2)} \text{ k}\Omega \approx 85 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$$

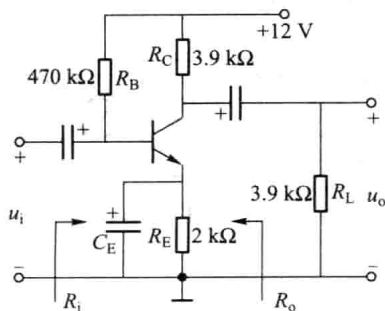


图 P3-11

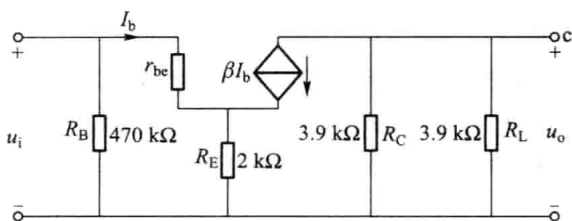


图 P3-11'

**3-12** 在图 P3-12 所示电路中, 设晶体管的  $\beta = 50$ ,  $U_{BE} = -0.2 \text{ V}$ ,  $r_{bb'} = 300 \Omega$ 。

- (1) 求静态工作点;

(2) 画出小信号交流等效电路;

(3) 求源电压放大倍数  $A_{us} = u_o / u_s$ 。

解:(1) 
$$U_B \approx \frac{10}{10+33} \times (-10) \text{ V} = -2.3 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{|U_B| - 0.2}{(1.3+0.2) \text{ k}\Omega} = \frac{(2.3-0.2) \text{ V}}{1.5 \text{ k}\Omega} = 1.4 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = [-10 + 1.4 \times (3.3 + 1.5)] \text{ V} = -3.3 \text{ V}$$

(2) 小信号交流等效电路如图 P3-12' 所示。

(3) 
$$r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{26}{I_{CQ}} = 300 + 51 \times \frac{26}{1.4} \Omega = 1.25 \text{ k}\Omega$$

$$R'_i = r_{be} + (1+\beta) R_{E1} = 1.25 + 51 \times 0.2 \text{ k}\Omega = 11.45 \text{ k}\Omega$$

$$R_i = R_{B1} // R_{B2} // R'_i = 4.6 \text{ k}\Omega$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_i + R_s} \left( \frac{-\beta R'_L}{R'_i} \right)$$

$$= \frac{4.6}{4.6 + 0.6} \times \frac{-50 \times \frac{3.3 \times 5.1}{3.3 + 5.1}}{11.45} = -7.7$$

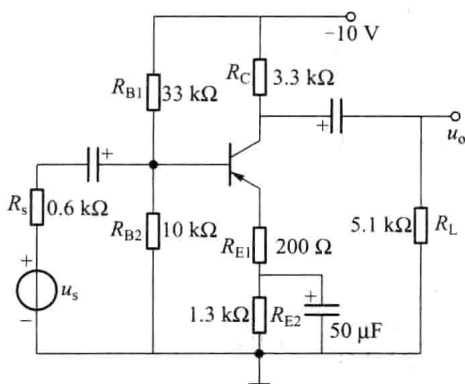


图 P3-12

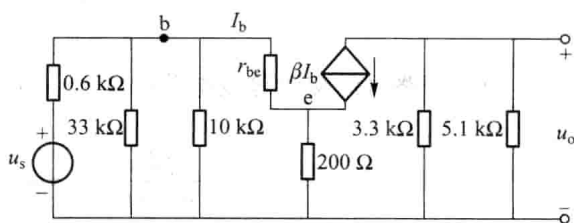


图 P3-12'

**3-13** 图 P3-13 所示电路可用来测量放大器的输入、输出电阻。

当开关  $S_1$  闭合时,若电压表  $V_1$  的读数为 50 mV,而  $S_1$  打开时, $V_1$  的读数为 100 mV,试求输入电阻  $R_i$ 。

当开关  $S_2$  闭合时,电压表  $V_2$  的读数为 1 V,而  $S_2$  打开时, $V_2$  的读数为 2 V,试求输出电阻  $R_o$ 。

解:由  $S_1$  闭合及打开时电压表的读数得

$$50 = \frac{R_i}{R_i + 1} \times 100$$

即

$$R_i = 1 \text{ k}\Omega$$

同理有

$$2 \times \frac{4}{R_o + 4} = 1$$

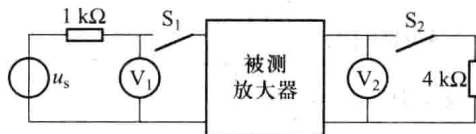


图 P3-13

解之得

$$R_o = 4 \text{ k}\Omega$$

**3-14** 射极输出器电路如图 P3-14 所示。已知  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $R_E = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 50 \text{ }\Omega$ , 晶体管采用 3DG6,  $\beta = 50$ ,  $r_{bb'} = 200 \text{ }\Omega$ 。

(1) 计算电路的静态工作点;

(2) 求电压放大倍数和输入、输出电阻。

$$\text{解: (1)} \quad I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{(200 + 51 \times 4) \text{ k}\Omega} = 0.028 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.028 \text{ mA} = 1.4 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} (R_C + R_E) = [12 - 1.4 \times (0.05 + 4)] \text{ V} = 6.3 \text{ V}$$

$$(2) \quad r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{26}{I_{CQ}} = \left( 200 + 50 \times \frac{26}{1.4} \right) \text{ }\Omega = 1.13 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1 + \beta) (R_E // R_L)}{r_{be} + (1 + \beta) (R_E // R_L)} = \frac{51 \times \frac{2 \times 4}{2 + 4}}{1.13 + 51 \times \frac{2 \times 4}{2 + 4}} = 0.98$$

$$R_i = R_B // [r_{be} + (1 + \beta) (R_E // R_L)] = 200 // \left[ 1.1 + 51 \times \frac{2 \times 4}{2 + 4} \right] \text{ k}\Omega = 51.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 0.022 \text{ k}\Omega = 22 \text{ }\Omega$$

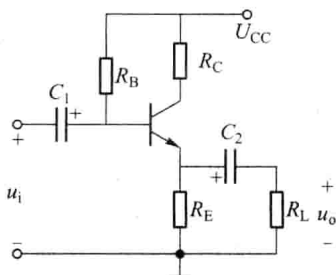


图 P3-14

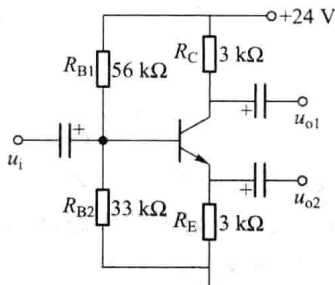


图 P3-15

**3-15** 在图 P3-15 所示的电路中, 晶体管的  $\beta = 80$ ,  $r_{be} = 2.2 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 求放大器的输入电阻;

(2) 分别求从射极输出时的  $A_{u2}$  和  $R_{o2}$  及从集电极输出时的  $A_{u1}$  和  $R_{o1}$ 。

$$\text{解: (1)} \quad R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta) R_E] = 19 \text{ k}\Omega$$

$$(2) \quad A_{u2} = \frac{u_{o2}}{u_i} = \frac{(1 + \beta) R_E}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} = \frac{81 \times 3}{2.2 + 81 \times 3} = 0.99$$

$$R_{o2} = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 0.027 \text{ k}\Omega = 27 \text{ }\Omega$$

$$A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = -\frac{\beta R_C}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} = \frac{-81 \times 3}{2.2 + 81 \times 3} = -0.99$$

$$R_{o1} = R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

**3-16** 采取自举措施的射极输出器如图 P3-16 所示, 已知晶体管的  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ 。

- (1) 求静态工作点;
- (2) 求电压放大倍数  $A_u$  和输出电阻  $R_o$ ;
- (3) 说明自举电容  $C$  对输入电阻的影响。

**解:** (1) 由晶体管基极看出去的开路电压  $U'_{CC}$  和内阻  $R_B$  分别为

$$U'_{CC} = \frac{100}{100+43} \times 12 \text{ V} = 8.4 \text{ V}$$

$$R_B = (30+43 // 100) \text{ k}\Omega = 60 \text{ k}\Omega$$

则

$$U'_{CC} = I_{BQ} R_B + U_{BE} + (1+\beta) I_{BQ} R_E$$

解得

$$I_{BQ} = \frac{U'_{CC} - U_{BE}}{R_B + (1+\beta) R_E} = \frac{8.4 - 0.7}{60 + 51 \times 4} \text{ mA} = 0.029 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 50 \times 0.029 \text{ mA} = 1.46 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = (12 - 1.46 \times 4) \text{ V} = 6.2 \text{ V}$$

$$(2) \quad r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{26}{I_{CQ}} = \left( 100 + 50 \times \frac{26}{1.46} \right) \Omega = 990 \Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{(1+\beta) R'_L}{r_{be} + (1+\beta) R'_L} = \frac{51 \times \frac{4 \times 4}{4+4}}{0.99 + 51 \times \frac{4 \times 4}{4+4}} = 0.99$$

$$R_o = R_E // \frac{r_{be}}{1+\beta} = 0.019 \text{ k}\Omega = 19 \Omega$$

(3) 当射极动态电阻较大时, 增大射极输出器的输入电阻主要受到偏置电阻的限制。加了自举电容  $C$  后, 由于射极几乎跟随输入  $U_i$  变化, 因而  $U_A$  也跟随  $U_i$  变化, 即  $U_i$  增大,  $U_A$  也增大;  $U_i$  减小,  $U_A$  亦减小。这样就大大减小了流过  $R_{B3}$  的信号电流, 从而大大提高了偏置电路的等效输入电阻。定量分析如下:

$$I_{RB3} = \frac{U_{RB3}}{R_{B3}} = \frac{U_i - U_o}{R_{B3}} = \frac{U_i - A_u U_i}{R_{B3}} = \frac{U_i}{\frac{R_{B3}}{1-A_u}}$$

即

$$R'_i = \frac{U_i}{I_{RB3}} = \frac{R_{B3}}{1-A_u}$$

式中  $A_u$  为射随器电压增益, 由于  $A_u$  十分接近 1,  $1-A_u$  很小, 因而  $R'_i$  将非常大。这样射随器的输入电阻为

$$R_i = [r_{be} + (1+\beta) R'_L] // R'_i$$

对于本题, 则有

$$R_i \approx \left[ 0.99 + 51 \times \frac{4 \times 4}{4+4} \right] // \frac{30}{1-0.99} \text{ k}\Omega = 102 \text{ k}\Omega$$

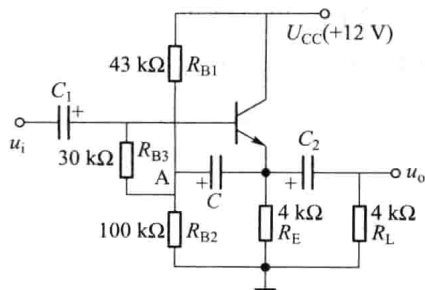


图 P3-16

**3-17** 在图 P3-17 所示的共基放大电路中, 晶体管的  $\beta = 50$ ,  $r_{bb'} = 50 \Omega$ ,  $R_{B1} = 30 \text{ k}\Omega$ ,



$R_{B2} = 15 \text{ k}\Omega, R_E = 2 \text{ k}\Omega, R_C = R_L = 3 \text{ k}\Omega, U_{CC} = 12 \text{ V}$ 。

(1) 计算放大器的直流工作点；

(2) 求放大器的  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。

解：(1)

$$U_B = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} = \frac{15 \times 12}{30 + 15} \text{ V} = 4 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BE}}{R_E} = \frac{(4 - 0.7) \text{ V}}{2 \text{ k}\Omega} = 1.65 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) = [12 - 1.65 \times (2 + 3)] \text{ V} = 3.75 \text{ V}$$

$$(2) \quad r_{be} = r_{bb'} + \beta \frac{26}{I_{CQ}} = \left( 50 + 50 \times \frac{26}{1.65} \right) \Omega = 838 \Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{50 \times \frac{3 \times 3}{3 + 3}}{0.838} = 89.5$$

$$R_i = R_E // \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 16 \Omega$$

$$R_o = R_C = 3 \text{ k}\Omega$$

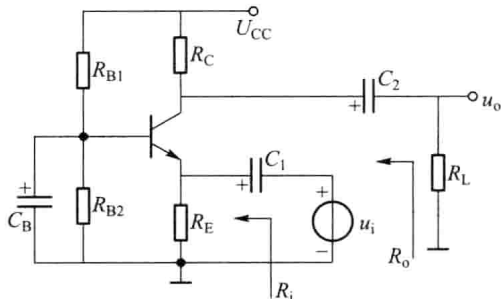


图 P3-17

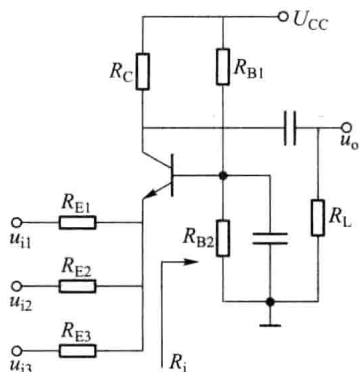


图 P3-18

3-18 电路如图 P3-18 所示,这是一个共基相加电路。试证明:

$$u_o \approx \frac{R'_L}{R_{E1}} u_{i1} + \frac{R'_L}{R_{E2}} u_{i2} + \frac{R'_L}{R_{E3}} u_{i3}$$

式中:  $R'_L = R_C // R_L$ 。

解: 由于共基电路输入电阻  $R_i = \frac{r_{be}}{1 + \beta}$  非常小, 通常满足

$$R_i \ll R_{E1}, R_i \ll R_{E2}, R_i \ll R_{E3}$$

根据叠加定理, 只加  $u_{i1}$  时流入射极的电源  $i_{E1}$  为 (见图 P3-18')

$$i_{E1} = \frac{u_{i1}}{R_{E1} + (R_{E2} // R_{E3} // R_i)} \cdot \frac{R_{E2} // R_{E3}}{(R_{E2} // R_{E3}) + R_i} \approx \frac{u_{i1}}{R_{E1}}$$

同理, 加  $u_{i2}$ 、 $u_{i3}$  时  $i_{E2}$ 、 $i_{E3}$  分别为

$$i_{E2} \approx \frac{u_{i2}}{R_{E2}}, i_{E3} \approx \frac{u_{i3}}{R_{E3}}$$

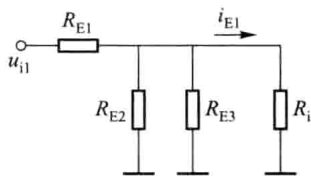


图 P3-18'

则流入射极的总电流  $i_E$  为

$$i_E = i_{E1} + i_{E2} + i_{E3} \approx \frac{u_{i1}}{R_{E1}} + \frac{u_{i2}}{R_{E2}} + \frac{u_{i3}}{R_{E3}}$$

而

$$u_o = i_C R'_L = \alpha i_E R'_L \approx i_E R'_L$$

故

$$u_o \approx \frac{R'_L}{R_{E1}} u_{i1} + \frac{R'_L}{R_{E2}} u_{i2} + \frac{R'_L}{R_{E3}} u_{i3}$$

**3-19** 已知图 P3-19 所示共源放大电路的元器件参数如下:在工作点上的管子跨导为  $g_m = 1 \text{ mS}$ ,  $r_{ds} = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 300 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$ , 试估算放大器的电压增益、输入电阻和输出电阻。

解:  $A_u = \frac{-g_m R'_L}{1 + g_m R_5} = \frac{-1 \times 10}{1 + 1 \times 2} = -3.33$

$$R_i = R_3 + R_1 // R_2 = \left( 1000 + \frac{300 \times 100}{300 + 100} \right) \text{ k}\Omega = 1.075 \text{ M}\Omega$$

$$R_o \approx R_4 = 10 \text{ k}\Omega$$

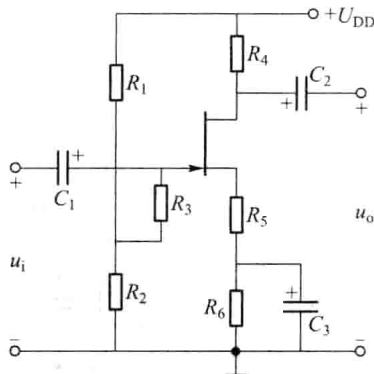


图 P3-19

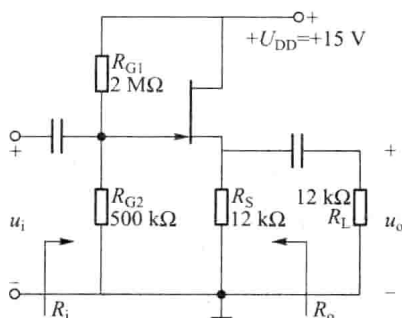


图 P3-20

**3-20** 场效应管放大电路如图 P3-20 所示, 已知  $g_m = 10 \text{ mS}$ , 试求  $A_u$ 、 $R_i$  和  $R_o$ 。

解: 该电路为共漏放大器

$$A_u = \frac{g_m (R_S // R_L)}{1 + g_m (R_S // R_L)} = \frac{10 \times \frac{12 \times 12}{12 + 12}}{1 + 10 \times \frac{12 \times 12}{12 + 12}} = 0.98$$

$$R_i = R_{G1} // R_{G2} = \frac{2000 \times 500}{2000 + 500} \text{ k}\Omega = 400 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} = \frac{12 \times \frac{1}{10}}{12 + \frac{1}{10}} \text{ k}\Omega = 0.1 \text{ k}\Omega$$

**3-21** 放大电路如图 P3-21 所示。

(1) 画出交流通路, 说明是何种组合放大器;

(2) 求电压放大倍数  $A_u = u_o / u_i$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$  的表达式。

解: (1) 交流通路如图 P3-21' 所示。该电路为共集-共基组合放大器。

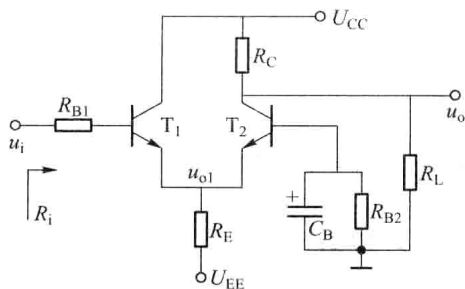


图 P3-21

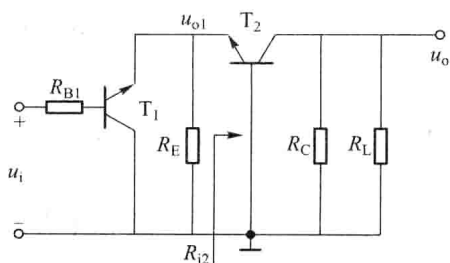


图 P3-21'

(2) 因为通常满足  $R_E \gg R_{i2} = \frac{r_{be2}}{1+\beta_2}$ , 故有

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{o1}}{u_i} \cdot \frac{u_o}{u_{o1}} = \frac{(1+\beta_1)(R_E // R_{i2})}{R_{B1} + r_{be1} + (1+\beta_1)(R_E // R_{i2})} \cdot \frac{\beta_2(R_C // R_L)}{r_{be2}}$$

$$\text{代入 } R_{i2}, \text{ 则 } A_u \approx \frac{(1+\beta_1) \left( \frac{r_{be2}}{1+\beta_2} \right)}{R_{B1} + r_{be1} + (1+\beta_1) \left( \frac{r_{be2}}{1+\beta_2} \right)} \cdot \frac{\beta_2(R_C // R_L)}{r_{be2}}$$

若满足  $\beta_1 = \beta_2, r_{be1} = r_{be2}$ , 则上式可化简为

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta_1(R_C // R_L)}{R_{B1} + 2r_{be1}}$$

$$R_i = R_{B1} + r_{be1} + (1+\beta_1)(R_E // R_{i2}) \approx R_{B1} + 2r_{be1}$$

$$R_o = R_C$$

3-22 电路如图 P3-22 所示, 已知  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}, \beta = 100, r_{bb'} = 100 \Omega$ 。

(1) 若要求输出直流电平  $U_{OQ} = 0 \text{ V}$ , 估算偏置电阻  $R_2$  的数值;

(2) 若  $u_i = 100 \sin \omega t \text{ mV}$ , 试求  $u_o$ ;

(3) 求输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

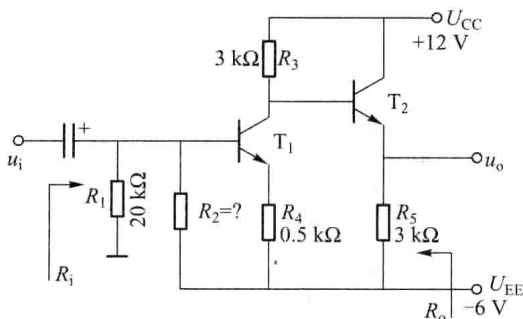


图 P3-22

解: (1) 由  $U_{OQ} = 0$  得

$$I_{CQ2} = \frac{U_{EE}}{R_5} = \frac{6}{3} \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{CQ1} = \frac{U_{CC} - 0.7}{R_3} = \frac{12 - 0.7}{3} \text{ mA} \approx 4 \text{ mA}$$

$$U_{BQ1} = U_{BE} + I_{CQ1} \cdot R_4 - U_{EE} = (0.7 + 4 \times 0.5 - 6) \text{ V} = -3.3 \text{ V}$$

而

$$U_{BQ1} = \frac{-U_{EE}}{R_1 + R_2} R_1 = \frac{-6}{20 + R_2} \times 20 = -3.3 \text{ V}$$

解得

$$R_2 = 16.4 \text{ k}\Omega$$

$$(2) \quad r_{be1} = r_{bb'} + \beta \frac{26}{I_{CQ1}} = \left( 100 + 100 \times \frac{26}{4} \right) \Omega = 750 \Omega$$

$$r_{be2} = \left( 100 + 100 \times \frac{26}{2} \right) \Omega = 1400 \Omega$$

$$R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta) R_5 = (1.4 + 101 \times 3) \text{ k}\Omega = 304.4 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = A_{u1} \cdot A_{u2} = -\frac{\beta(R_3 // R_{i2})}{r_{be1} + (1 + \beta) R_4} \cdot \frac{(1 + \beta) R_5}{r_{be2} + (1 + \beta) R_5}$$

$$= \frac{-100 \times \frac{3 \times 304.4}{3 + 304.4}}{0.75 + 101 \times 0.5} \times \frac{101 \times 3}{1.4 + 101 \times 3} \approx -5.8 \times 1 = -5.8$$

$$U_o = A_u \cdot u_i = -580 \sin \omega t \text{ mV}$$

$$(3) \quad R_i = R_1 // R_2 // [r_{be1} + (1 + \beta) R_4] = 7.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_5 // \frac{r_{be2} + R_3}{1 + \beta} = 0.043 \text{ k}\Omega = 43 \Omega$$

3-23 电路如图 P3-23 所示, 试求出增益  $A_u = \dot{U}_o / \dot{U}_i$  及  $R_i$ 、 $R_o$  的表达式。

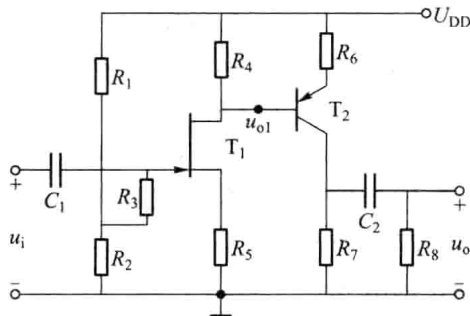


图 P3-23

解:(1)

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = A_{u1} \cdot A_{u2}$$

$$A_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = -\frac{g_m R'_{L1}}{1 + g_m R_5}$$

式中

$$R'_{L1} = R_4 // R_{i2} = R_4 // [r_{be2} + (1 + \beta) R_6]$$

$$A_{u2} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = \frac{-\beta(R_7 // R_8)}{r_{be2} + (1 + \beta) R_6}$$

(2)

$$R_i = R_3 + R_1 // R_2$$

(3)

$$R_o \approx R_7$$

3-24 按照如下的不同应用场合, 试分别选择合适的组合放大器:

- (1) 电压测量放大器的输入级电路；
- (2) 受负载变化影响小的放大电路；
- (3) 负载为  $0.2\text{ k}\Omega$ , 要求电压增益大于  $60\text{ dB}$  的电压放大电路；
- (4) 需放大的信号频率较高。

解: (1) 要求  $R_i$  高, 可采用共集-共射组合放大器；

(2) 要求  $R_o$  小, 可采用共射-共集组合电路；

(3) 要求电压增益高、 $R_i$  大及  $R_o$  小, 可采用共集-共射-共射-共集组合电路；

(4) 要求放大器频率特性好, 可采用共射-共基组合电路。

**3-25** 试判断图 P3-25 所示各电路属于何种组态放大器, 并说明输出信号相对输入的相位关系。

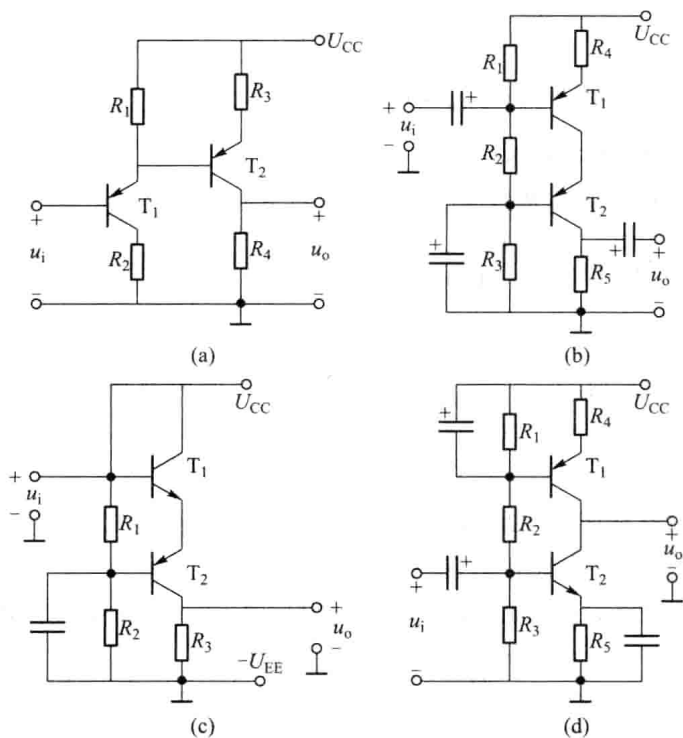


图 P3-25

解: 图(a)所示电路为共集-共射组合电路, 输出与输入反相。

图(b)所示电路为共射-共基组合电路, 输出与输入反相。

图(c)所示电路为共集-共基组合电路, 输出与输入同相。

图(d)所示电路由于  $T_1$  管集电极端具有恒流特性, 因而  $T_2$  管组成以恒流管为负载的共射放大器, 输出与输入反相。

**3-26** 单级放大电路与晶体管输出特性如图 P3-26 所示。

- (1) 作直流负载线, 确定静态工作点  $Q_1$ 。
- (2) 当  $R_c$  由  $4\text{ k}\Omega$  增大到  $6\text{ k}\Omega$  时, 工作点  $Q_2$  将移到何处?
- (3) 当  $R_b$  由  $200\text{ k}\Omega$  变为  $100\text{ k}\Omega$  时, 工作点  $Q_3$  将移到何处?
- (4) 当  $U_{CC}$  由  $12\text{ V}$  变为  $6\text{ V}$  时, 工作点  $Q_4$  将移到何处?

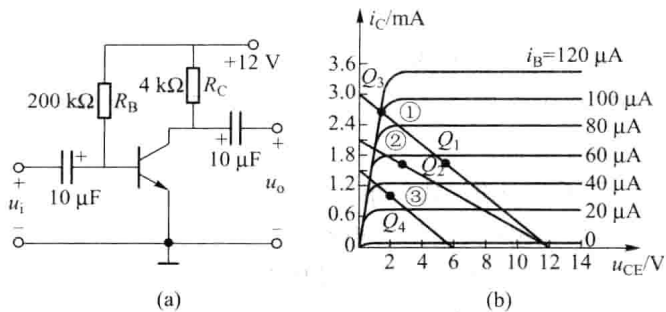


图 P3-26

解:(1)

$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{200} \text{ mA} = 57 \mu\text{A}$$

作直流负载线①:  $I_C = 0$  时,  $U_{CE} = U_{CC} = 12 \text{ V}$ ;  $U_{CE} = 0$  时,  $I_C = \frac{U_{CC}}{R_C} = \frac{12}{4} \text{ mA} = 3 \text{ mA}$ 。与  $I_{BQ} = 57 \mu\text{A}$  交于  $Q_1$  点, 如图 P3-26(b) 所示。

(2)  $I_{BQ} = 57 \mu\text{A}$ , 作直流负载线②, 与  $I_{BQ} = 57 \mu\text{A}$  交于  $Q_2$  点。

(3)  $R_B = 100 \text{ k}\Omega$  时,  $I_{BQ} = \frac{12 - 0.7}{100} \text{ mA} = 113 \mu\text{A}$ , 与直流负载线①交于  $Q_3$  点(即进入饱和区)。

(4) 当  $U_{CC} = 6 \text{ V}$  时,  $I_{BQ} = \frac{6 - 0.7}{200} \text{ mA} = 27 \mu\text{A}$ 。此时直流负载线③过点  $(6 \text{ V}, 0)$  和  $(0, \frac{6}{4} \text{ mA})$ , 与  $I_{BQ} = 27 \mu\text{A}$  相交于  $Q_4$  点, 如图 P3-26(b) 所示。

**3-27** 放大电路如图 P3-27(a) 所示, 按照电路参数在图 P3-27(b) 中:

(1) 画直流负载线, 并确定  $Q$  点(设  $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ )。

(2) 画交流负载线, 定出对应于  $i_B$  为  $0 \sim 100 \mu\text{A}$  时,  $U_{CE}$  的变化范围。

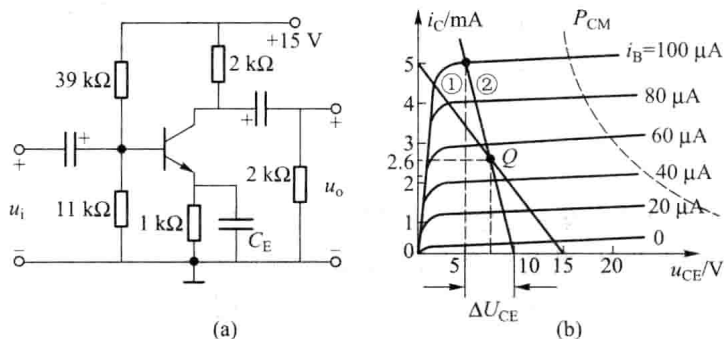


图 P3-27

解:(1)

$$U_B = \frac{11}{39 + 11} \times 15 \text{ V} = 3.3 \text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{3.3 - 0.7}{1} \text{ mA} = 2.6 \text{ mA}$$

过点(15 V, 0)和(0, 5 mA)作出直流负载线, 其斜率为 $-\frac{1}{3}$ , 如图 P3-27(b)中直线①所示。该负载线与 $I_C = I_{CQ} = 2.6$  mA 的水平线交于 Q 点, 即为静态工作点, 量得 $U_{CEQ} \approx 7.5$  V。

(2) 交流负载线的斜率为 $k = -\frac{1}{\frac{2 \times 2}{2+2}} = -1$ , 过 Q 点作斜率为-1 的直线, 即为交流负载线, 如图 P3-27(b)中的直线②所示。当 $I_B$ 变化为 $0 \sim 100$   $\mu$ A 时, 由图(b)可得

$$\Delta U_{CE} = \Delta I_C \cdot R'_L = 5 \times \frac{2 \times 2}{2+2} \text{ V} = 5 \text{ V}$$

**3-28** 放大电路如图 P3-28(a)所示, 已知 $\beta = 50$ ,  $U_{BE} = 0.7$  V,  $U_{CES} = 0$ ,  $R_C = 2$  k $\Omega$ ,  $R_L = 20$  k $\Omega$ ,  $U_{CC} = 12$  V。

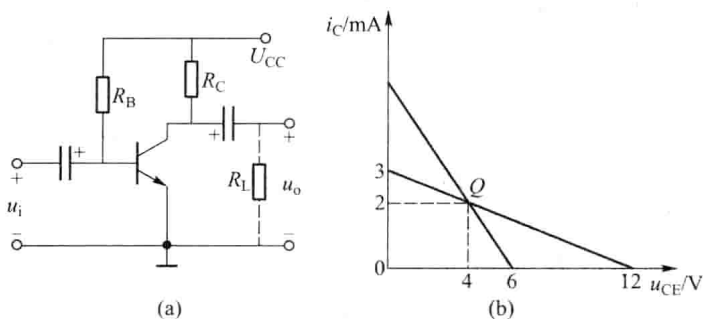


图 P3-28

(1) 若要求放大电路有最大的输出动态范围, 问 $R_B$ 应调到多大?

(2) 若已知该电路的交、直流负载线如图 P3-28(b)所示, 试求: $U_{CC}$ 、 $R_C$ 、 $U_{CEQ}$ 、 $I_{CQ}$ 、 $R_L$ 、 $R_B$ 和输出动态范围 $U_{opp}$ 。

**解:** (1) 要求动态范围最大, 应满足

$$I_{CQ} R'_L = U_{CEQ} - U_{CES} = U_{CC} - I_{CQ} R_C - U_{CES}$$

即

$$\frac{2 \times 20}{2+20} I_{CQ} = 12 - 2 I_{CQ}$$

解得

$$I_{CQ} = 3 \text{ mA}, I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{3}{50} \text{ mA} = 0.06 \text{ mA}$$

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_{BQ}} = \frac{12 - 0.7}{0.06} \text{ k}\Omega = 188 \text{ k}\Omega$$

(2) 由直流负载线可知:

$$U_{CC} = 12 \text{ V}, R_C = \frac{12}{3} \text{ k}\Omega = 4 \text{ k}\Omega, U_{CEQ} = 4 \text{ V}, I_{CQ} = 2 \text{ mA} \circ R'_L = R_C // R_L = \frac{2}{2} \text{ k}\Omega = 1 \text{ k}\Omega,$$

即 $R_L = 1.3 \text{ k}\Omega$ 。而 $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{\beta} = \frac{2}{50} \text{ mA} = 0.04 \text{ mA}$ , 则

$$R_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{I_{BQ}} = \frac{12 - 0.7}{0.04} \text{ k}\Omega = 283 \text{ k}\Omega$$

$$U_{opp} = 2 U_{om} = 2 \times (6 - 4) \text{ V} = 4 \text{ V}$$

**3-29** 在图 P3-28(a) 中, 设晶体管的  $\beta = 100$ ,  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $U_{CES} = 0.5 \text{ V}$ ,  $U_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 360 \text{ k}\Omega$ , 若接上负载  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , 试估算输出动态范围。

解: 
$$I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_B} = \frac{15 - 0.7}{360} \text{ mA} = 0.04 \text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta I_{BQ} = 100 \times 0.04 \text{ mA} = 4 \text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C = (15 - 4 \times 1) \text{ V} = 11 \text{ V}$$

因为 
$$I_{CQ} R'_L = 4 \times \frac{1 \times 1}{1 + 1} \text{ V} = 2 \text{ V} (< U_{CEQ} - U_{CES} = 10.5 \text{ V})$$

故 
$$U_{om} = I_{CQ} R'_L = 2 \text{ V}$$

或 
$$U_{opp} = 2 U_{om} = 2 \times 2 \text{ V} = 4 \text{ V}$$

**3-30** 假设 NPN 管固定偏流共射放大器的输出电压波形分别如图 P3-30(a)、(b) 所示。试问:

(1) 电路产生了何种非线性失真?

(2) 偏置电阻  $R_B$  应如何调节才能消除失真?

解: (1) 对于图(a)所示波形, 电路产生了饱和失真。对于图(b)所示波形, 电路产生了截止失真。

(2) 对于图(a)所示波形, 应将  $R_B$  增大, 使  $I_{BQ}$  ( $I_{CQ}$ ) 减小。

对于图(b)所示波形, 应将  $R_B$  减小, 使  $I_{BQ}$  ( $I_{CQ}$ ) 增大。

**3-31** 上题中, 若晶体管改为 PNP 型管, 重做上题。

解: 对于图 P3-30(a) 所示的波形, 电路产生了截止失真, 应将  $R_B$  减小。

对于图 P3-30(b) 所示的波形, 电路产生了饱和失真, 应将  $R_B$  增大。

**3-32** 已知某放大器的频率特性表达式为

$$A(j\omega) = \frac{200 \times 10^6}{j\omega + 10^6}$$

试求该放大器的中频增益、上限频率及增益频带积。

解: 将给出的频率特性变换成标准形式:

$$A(j\omega) = \frac{200 \times 10^6}{j\omega + 10^6} = \frac{200}{1 + j \frac{\omega}{10^6}}$$

$$|A(j\omega)| = \frac{200}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^6}\right)^2}}$$

当  $\omega = 0$  时,  $A(0) = 200$  即为放大器的直流增益(或低频增益)。

当  $\omega = \omega_H$  时,  $A(\omega_H) = \frac{200}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_H}{10^6}\right)^2}} = \frac{A(0)}{\sqrt{2}}$ , 求得

$$\omega_H = 10^6 \text{ rad/s}$$

相应的上限频率为

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = 159.2 \text{ kHz}$$

由增益频带积的定义, 可求得

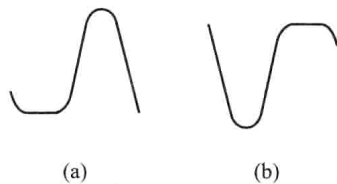


图 P3-30



$$G \cdot BW = |A(0) \cdot f_H| = 31.84 \text{ MHz}$$

**3-33** 已知某晶体管电流放大倍数的频率特性波特图如图 P3-33 所示,试写出  $\beta$  的频率特性表达式,分别指出该管的  $\omega_\beta$ 、 $\omega_T$  各为多少,并画出其相频特性的渐近波特图。

**解:**由  $\beta(\omega)$  的渐近波特图可知:  $\beta_0 = 100$ ,  $\omega_\beta = 4 \text{ Mrad/s}$ 。它是一个单极点系统,故相应的频率特性表达式为

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}} = \frac{100}{1 + j \frac{\omega}{4 \times 10^6}}$$

因为  $\omega_T \approx \beta_0 \omega_\beta$ , 故  $\omega_T = 400 \text{ Mrad/s}$ , 也可从其波特图根据  $\omega_T$  的定义直接读出。相位频率特性的渐近波特图如图 P3-33' 所示。

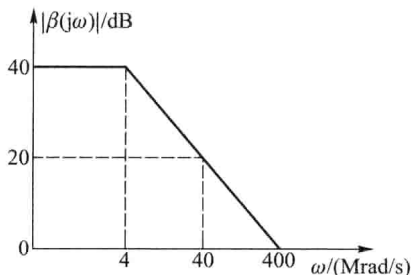


图 P3-33

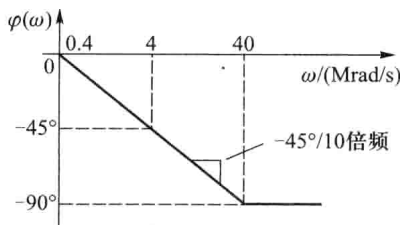


图 P3-33'

**3-34** 已知某放大器的频率特性表达式为

$$A(j\omega) = \frac{10^{13}(j\omega + 100)}{(j\omega + 10^6)(j\omega + 10^7)}$$

- (1) 试画出该放大器的幅频特性及相频特性波特图;
- (2) 确定其中频增益及上限频率的大小。

**解:**(1) 将给定的频率特性表达式变换成标准形式:

$$A(j\omega) = \frac{10^{13}(j\omega + 100)}{(j\omega + 10^6)(j\omega + 10^7)} = \frac{10^2 \left(1 + j \frac{\omega}{100}\right)}{\left(1 + j \frac{\omega}{10^6}\right) \left(1 + j \frac{\omega}{10^7}\right)}$$

相应的幅频特性及相频特性表达式为

$$|A(j\omega)| = \frac{10^2 \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^2}\right)^2}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^6}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{10^7}\right)^2}}$$

$$\varphi(j\omega) = \arctan\left(\frac{\omega}{10^2}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{10^6}\right) - \arctan\left(\frac{\omega}{10^7}\right)$$

根据常数、零点及极点的波特图作法,可画出相应的波特图,如图 P3-34 所示。

- (2) 根据波特图可见,中频增益和上限频率分别为

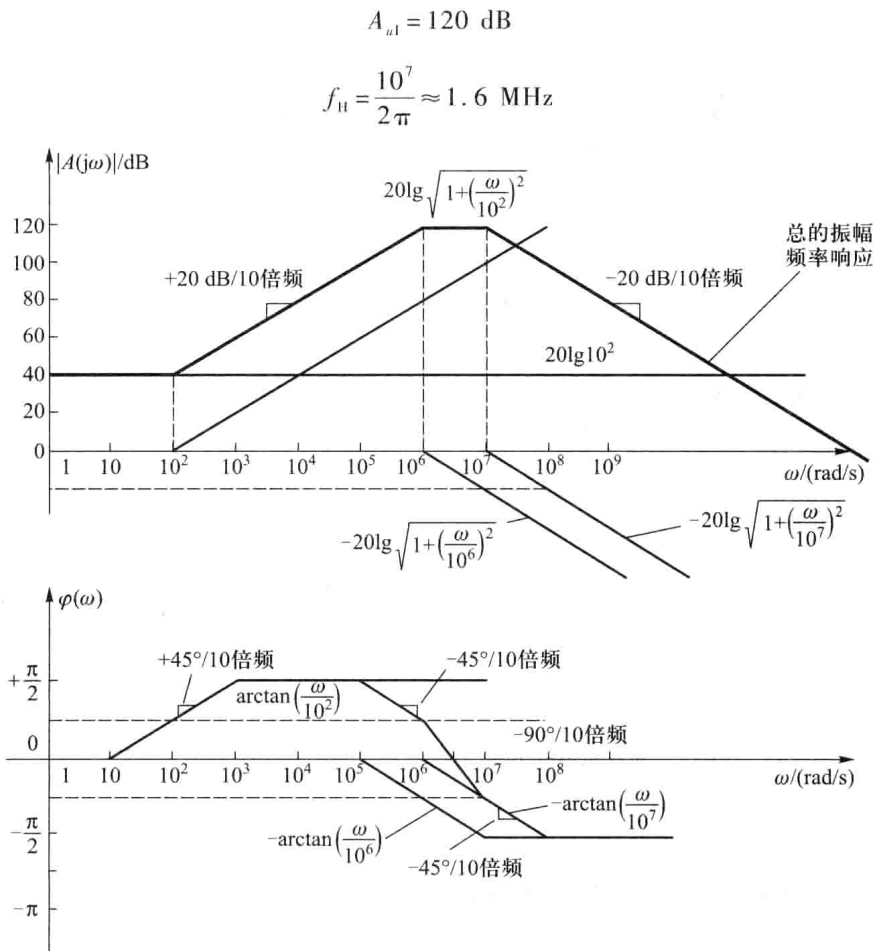


图 P3-34

**3-35** 一放大器的中频增益  $A_{ul} = 40 \text{ dB}$ , 上限频率  $f_H = 2 \text{ MHz}$ , 下限频率  $f_L = 100 \text{ Hz}$ , 输出不失真的动态范围为  $U_{opp} = 10 \text{ V}$ , 在下列各种输入信号情况下会产生什么失真?

- (1)  $u_i(t) = 0.1 \sin(2\pi \times 10^4 t) \text{ V}$ ;
- (2)  $u_i(t) = 10 \sin(2\pi \times 3 \times 10^6 t) \text{ mV}$ ;
- (3)  $u_i(t) = [10 \sin(2\pi \times 400 t) + 10 \sin(2\pi \times 10^6 t)] \text{ mV}$ ;
- (4)  $u_i(t) = [10 \sin(2\pi \times 10 t) + 10 \sin(2\pi \times 5 \times 10^4 t)] \text{ mV}$ ;
- (5)  $u_i(t) = [10 \sin(2\pi \times 10^3 t) + 10 \sin(2\pi \times 10^7 t)] \text{ mV}$ .

**解:** (1) 输入信号为单一频率正弦波, 所以不存在线性失真问题。但由于输入信号幅度较大(为  $0.1 \text{ V}$ ), 经  $100$  倍的放大后峰峰值为  $0.1 \times 2 \times 100 \text{ V} = 20 \text{ V}$ , 已大大超过输出不失真动态范围( $U_{opp} = 10 \text{ V}$ ), 故输出信号将产生严重的非线性失真(波形出现限幅状态)。

(2) 输入信号为单一频率正弦波, 虽然处于高频区, 但不存在线性失真问题。又因为信号幅度较小, 为  $10 \text{ mV}$ , 经放大后峰峰值为  $100 \times 2 \times 10 \text{ mV} = 2 \text{ V}$ , 故不会出现非线性失真。

(3) 输入信号两个频率分量分别为  $400 \text{ Hz}$  及  $1 \text{ MHz}$ , 均处于放大器的中频区, 不会产生线性失真。又因为信号幅度较小( $10 \text{ mV}$ ), 故也不会出现非线性失真。

(4) 输入信号两个频率分量分别为 10 Hz 及 50 kHz, 一个处于低频区, 而另一个处于中频区, 故经放大后会出现低频线性失真。又因为信号幅度小, 叠加后放大器未超过线性动态范围, 所以不会有非线性失真。

(5) 输入信号两个频率分量分别为 1 kHz 和 10 MHz, 一个处于中频区, 而另一个处于高频区, 故信号经放大后会出现高频频率失真。同样, 由于输入幅度小, 不会出现非线性失真。

**3-36** 分相器电路如图 P3-36 所示, 该电路的特点是  $R_C = R_E$ , 在集电极和发射极可输出一对等值反相的信号。现有一容性负载  $C_L$ , 若将  $C_L$  分别接到集电极和发射极, 则由  $C_L$  引入的上限频率各为多少? (不考虑晶体管内部电容的影响。)

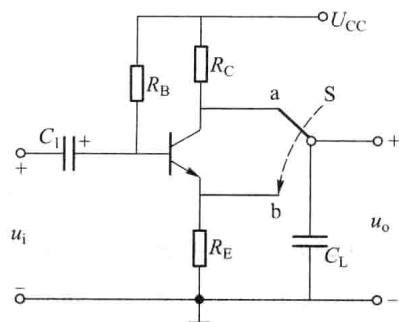


图 P3-36

**解:** (1) 假如开关 S 接 a 点, 则负载电容接至集电极, 由  $C_L$  引入的上限频率  $f_{Ha}$  为

$$f_{Ha} = \frac{1}{2\pi R_{oa} \times C_L} = \frac{1}{2\pi R_C C_L}$$

(2) 假如开关 S 接 b 点, 则负载电容接至发射极, 由  $C_L$  引入的上限频率  $f_{Hb}$  为

$$f_{Hb} \approx \frac{1}{2\pi R_{ob} \times C_L} = \frac{1}{2\pi \left( R_E // \frac{r_{be}}{1+\beta} \right) C_L}$$

可见,  $f_{Hb} \gg f_{Ha}$ , 这是因为射极输出时的输出电阻  $R_{ob}$  很小, 带负载能力强的缘故。

**3-37** 有一放大器的传递函数为

$$A_u(j\omega) = \frac{-1000}{\left(1 + j\frac{\omega}{10^7}\right)^3}$$

试问:

- (1) 其中低频放大倍数  $|A_{u1}|$  为多少?
- (2) 放大倍数绝对值  $|A_u(j\omega)|$  及附加相移  $\Delta\varphi(j\omega)$  的表达式如何?
- (3) 画出幅频特性波特图。
- (4) 上限频率  $f_H$  是多少?

**解:** (1) 该放大器是一个三阶重极点、无零点系统, 中低频放大倍数  $|A_{u1}| = 1000$  (60 dB)。

$$(2) \quad |A_u(j\omega)| = \frac{1000}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega}{10^7}\right)^2\right]^3}}$$

$$\Delta\varphi(j\omega) = -3\arctan \frac{\omega}{10^7}$$

(3) 幅频特性波特图如图 P3-37 所示。

(4) 上限频率: 放大倍数下降到中频区的  $1/\sqrt{2}$

所对应的频率, 即

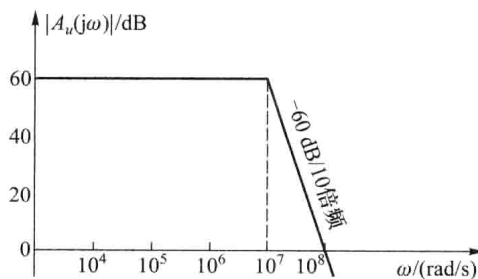


图 P3-37

$$|A_u(j\omega)| = \frac{1000}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{\omega_H}{10^7}\right)^2\right]^3}} = \frac{1000}{\sqrt{2}} \approx 707.2$$

故

$$\left[1 + \left(\frac{\omega_H}{10^7}\right)^2\right]^3 = 2$$

$$\omega_H = \sqrt{2^{\frac{1}{3}} - 1} \times 10^7 \text{ rad/s} \approx 0.51 \times 10^7 \text{ rad/s}$$

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} \approx \frac{0.51 \times 10^7}{2\pi} \approx 0.812 \text{ MHz}$$

**3-38** 一放大器的混合  $\pi$  型等效电路如图 P3-38 所示, 其中,  $R_s \approx 100 \Omega$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ ,  $\beta = 100$ , 工作点电流  $I_{CQ} = 1 \text{ mA}$ ,  $C_{b'e} = 2 \text{ pF}$ ,  $f_T = 300 \text{ MHz}$ ,  $R_C = R_L = 1 \text{ k}\Omega$  试求:

- (1)  $r_{b'e}$ 、 $C_{b'e}$  和  $g_m$ ;
- (2) 密勒等效电容  $C_M$ ;
- (3) 中频源增益  $A_{uls}$ ;
- (4) 上限频率  $f_H$  和  $\Delta\varphi(jf_H)$ 。

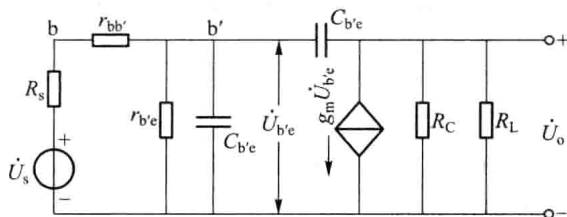


图 P3-38

解: (1) 
$$r_{b'e} = (1 + \beta) r_e = (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} \approx 2.6 \text{ k}\Omega$$

$$C_{b'e} = \frac{1}{2\pi f_T r_e} = \frac{1}{2\pi \times 300 \times 10^6 \times 26} \text{ F} \approx 2.04 \times 10^{-11} \text{ F} = 20.4 \text{ pF}$$

$$g_m \approx \frac{1}{r_e} = \frac{1}{26} \text{ A/V} = 38.46 \text{ mA/V}$$

(2) 
$$C_M = (1 + g_m R'_L) C_{b'e} = \left(1 + \frac{500}{26}\right) \times 2 \text{ pF} = 40.5 \text{ pF}$$

(3) 
$$A_{uls} = -g_m R'_L \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{b'e} + r_{bb'}}$$

$$= -\frac{1}{26} \times 500 \times \frac{2.6}{0.1 + 2.6 + 0.1} = -17.86$$

(4) 
$$f_H = \frac{1}{2\pi [(R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}] (C_{b'e} + C_M)}$$

$$= \frac{1}{2\pi \times \frac{0.2 \times 2.6}{0.2 + 2.6} \times 10^3 \times (20.4 + 40.5) \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 14.1 \text{ MHz}$$

附加相移  $\Delta\varphi(jf_H)$  为  $f_H$  所对应的相移, 所以,  $\Delta\varphi(jf_H) = -45^\circ$ 。

**3-39** 放大电路如图 P3-39(a) 所示, 已知晶体管参数  $\beta = 100$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ ,  $r_{b'e} = 2.6 \text{ k}\Omega$ ,  $C_{b'e} = 60 \text{ pF}$ ,  $C_{b'c} = 4 \text{ pF}$ ,  $R_B = 500 \text{ k}\Omega$ , 源电阻  $R_s = 100 \Omega$ , 要求的频率特性如图 P3-39(b) 所示, 试求:

- (1)  $R_C$ ; (提示: 首先满足中频增益的要求。)
- (2)  $C_1$ ;
- (3)  $f_H$ 。

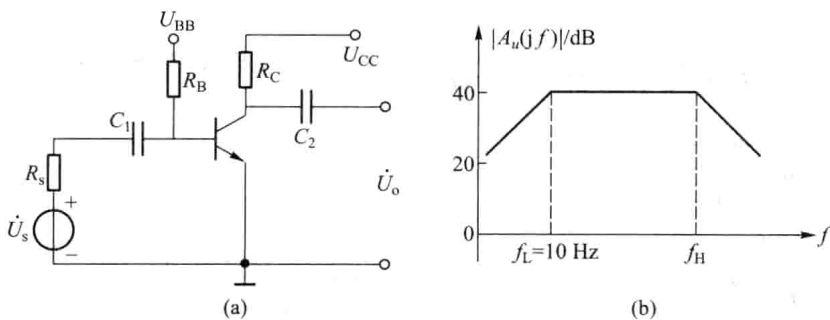


图 P3-39

解: (1) 由图(b)可知, 中频源增益  $A_{uls} = 40 \text{ dB}$ , 即 100 倍。

$$A_{uls} = \frac{-\beta R_C}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} = \frac{-100 R_C}{0.1 + 0.1 + 2.6} = -100$$

$$R_C = 2.8 \text{ k}\Omega$$

故

(2)  $C_1$  决定了下限频率, 由图(b)可知  $f_L = 10 \text{ Hz}$ , 有

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_1 \times (R_s + r_{be})} = 10$$

故

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \times 10 \times 2.8 \times 10^3} \text{ F} = 5.68 \text{ }\mu\text{F} \text{ (取 } C_1 = 10 \text{ }\mu\text{F)}$$

(3)

$$f_H = \frac{1}{2\pi [(R_s + r_{bb'}) // r_{b'e}] \times (C_{b'e} + C_M)}$$

式中

$$C_M = C_{b'c} (1 + g_m R_C) = 4 \left( 1 + \frac{R_C}{r_e} \right) = 4 \times \left( 1 + \frac{2.8 \times 10^3}{26} \right) \text{ pF} \approx 434.8 \text{ pF}$$

代入上式, 得

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi \times 200 \times (60 + 434.8) \times 10^{-12}} \text{ Hz} = 1.609 \text{ MHz}$$

**3-40** 放大电路如图 P3-40 所示, 要求下限频率  $f_L = 10 \text{ Hz}$ 。若假设  $r_{be} = 2.6 \text{ k}\Omega$ , 且  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  对下限频率的贡献是一样的, 试分别确定  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$  的值。

解: 根据近似公式和题意, 有

$$f_L = \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + f_{L3}^2} = \sqrt{3} f_{L1}$$

故

$$f_{L1} = f_{L2} = f_{L3} = \frac{f_L}{\sqrt{3}} = \frac{10}{\sqrt{3}} \text{ Hz} = 5.77 \text{ Hz}$$

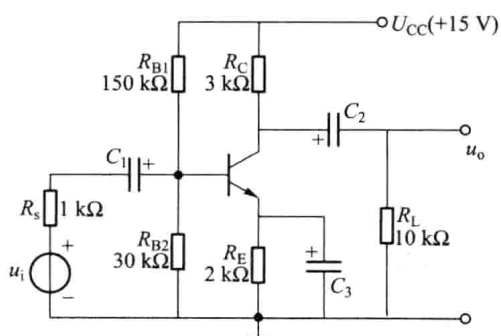


图 P3-40

又有

$$f_{L1} \approx \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + R_{B1} // R_{B2} // r_{be})} \quad (\text{仅考虑 } C_1 \text{ 的影响})$$

$$C_1 \approx \frac{1}{2\pi f_{L1} (R_s + r_{be})} = \frac{1}{2\pi \times 5.77 \times (1 + 2.6) \times 10^3} \text{ F} = 7.66 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{取 } C_1 = 10 \text{ } \mu\text{F})$$

$$f_{L2} \approx \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)}$$

$$C_2 \approx \frac{1}{2\pi f_{L2} (R_c + R_L)} \approx \frac{1}{2\pi \times 5.77 \times (3 + 10) \times 10^3} \text{ F} = 2.12 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{取 } C_2 = 10 \text{ } \mu\text{F})$$

$$f_{L3} \approx \frac{1}{2\pi C_3 \left( R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right)}$$

$$C_3 \approx \frac{1}{2\pi f_{L3} \left( R_E // \frac{R_s + r_{be}}{1 + \beta} \right)} \approx \frac{1}{2\pi \times 5.77 \times \frac{2 \times 10^3 \times \frac{1 \times 10^3 + 2.6 \times 10^3}{100}}{2 \times 10^3 + \frac{1 \times 10^3 + 2.6 \times 10^3}{100}}} \text{ F}$$

$$\approx \frac{1}{2\pi \times 5.77 \times 36} \text{ F} \approx 766 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{取 } C_3 = 1000 \text{ } \mu\text{F})$$

**3-41** 在图 P3-40 中,若下列参数变化,对放大器性能有何影响(指工作点  $I_{CQ}$ 、 $A_{ul}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 、 $f_H$ 、 $f_L$  等)?

- (1)  $R_L$  变大;
- (2)  $C_L$  变大;
- (3)  $R_E$  变大;
- (4)  $C_1$  变大。

**解:** (1)  $R_L$  变大,对工作点无影响,即  $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$  不变,  $A_{ul}$  变大 (因为  $A_{ul} = \frac{-\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$ ),

$R_i$  不变,  $R_o$  不变,  $f_H$  下降 [因为密勒电容  $C_M = (1 + g_m R'_L) C_{b'c}$ ],  $f_L$  将变低 [因为由  $C_2$  引入的下限频率  $f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_2 (R_c + R_L)}$  ]。

(2)  $C_L$  变大,对  $I_{CQ}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 、 $A_{ul}$  均无影响,但会使上限频率  $f_{H2}$  下降,因为

$$f_{H2} = \frac{1}{2\pi C_L (R_c // R_L)}$$

(3)  $R_E$  变大,将使工作点  $I_{CQ}$  下降,因为

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} \approx \frac{\frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} U_{CC} - 0.7}{R_E}$$

同样,使输入电阻  $R_i$  增大,因为  $R_i \approx R_{B1} // R_{B2} // r_{be}$ , 而  $r_{be}$  将增大 ( $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}}$ ),  $A_{ul}$  将下降 (因为  $r_{be}$  增大),  $R_o$  基本不变,  $f_H$  基本不变,  $f_L$  将适当下降。

(4)  $C_1$  变大,  $I_{C2}$ 、 $A_{ul}$ 、 $R_i$ 、 $R_o$ 、 $f_H$  基本不变,而  $f_{L1}$  将下降。

## 第四章 集成运算放大器内部电路设计

### 4.1 基本要求及重点、难点

#### 1. 基本要求

- (1) 正确理解直接耦合多级放大器的零点漂移问题。
- (2) 正确理解差分放大电路的共模抑制原理。
- (3) 正确理解集成运算放大器的组成和电路特点。
- (4) 正确理解电流源在集成运放中的作用;掌握单管、镜像、比例、微电流和负反馈型电流源,以及有源负载放大器的组成、特点、电路分析和计算。
- (5) 掌握差分放大器的结构特点、基本工作原理、主要性能指标、传输特性以及差分电路的分析、计算;了解差分电路的推广应用。
- (6) 了解集成运算放大器的输出级电路(即互补对称型射极输出器)的分析,以及交越失真的概念和克服方法。
- (7) 了解以 F007 为例的通用型集成运算放大器内部电路组成。
- (8) 了解 MOS 集成运算放大器的电路组成和分析方法。
- (9) 理解集成运算放大器的主要性能指标。

#### 2. 重点、难点

重点:

- (1) 电流源电路的分析、计算。
- (2) 差分放大器的特点、工作原理、静态工作点、差模放大倍数、共模放大倍数、共模抑制比、输入电阻、输出电阻的分析和计算。
- (3) 传输特性分析。
- (4) 互补输出级的工作原理。

难点:

- (1) 画差模交流通路、共模交流通路。
- (2) 差分放大电路的静态工作点和输出电压的计算。
- (3) 集成运放内部电路的分析。

### 4.2 习题类型分析及例题精解

#### 1. 电流源电路

电流源的种类很多,但都有一个共同的特点,即直流等效电阻小,交流等效电阻大,且具有良好的恒流特性。在模拟集成电路中广泛使用不同类型的电流源,为各种放大电路提供稳定的偏置电流,或作有源负载。

电流源的基本原理是偏置在放大状态下的晶体管在其集电极(漏极)端等效为一电流源。因此,电流源电路的计算本质上就是恒流管直流工作点  $I_{CQ}$  (或  $I_{DQ}$ ) 的计算。对于镜像、比例和微电流源,首先应确定其参考电流,然后或按镜像、比例和对数关系确定晶体管的电流。

另外,电流源集电极输出端的电位应满足:  $|U_{CB}| \geq 0$  且  $|U_{CE}| < U_{(BR)CEO}$ , 即在晶体管导通的情况下,要保证晶体管既不饱和也不击穿。

**【例 4-1】** 图 4-1 所示为多集电极横向 PNP 晶体管构成的多路电流源。已知集电极  $c_0$  与  $c_1$  所接集电区的面积相同,  $c_2$  所接集电区的面积是  $c_0$  的两倍,  $c_3$  所接集电区的面积是  $c_0$  的三倍,  $I_{C0}/I_B = 4$ , e-b 间电压约为 0.7 V。试求解  $I_{C1}$ 、 $I_{C2}$  和  $I_{C3}$  各为多少?

**解:** 该电路为多集电极电流源电路,多集电极晶体管集电极电流正比于集电区的面积。先求出  $R$  中电流  $I_{REF}$ , 再求解  $I_{C1}$ 、 $I_{C2}$ 、 $I_{C3}$ 。

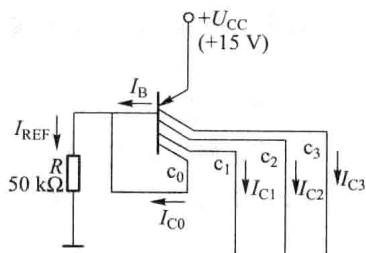


图 4-1

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - U_{EB}}{R} = 286 \mu A$$

$$I_{REF} = I_C + I_B = I_{C0} + \frac{I_{C0}}{\beta}$$

$$I_{C0} = \frac{\beta I_{REF}}{\beta + 1} = \frac{4}{5} \times 286 \mu A = 228.8 \mu A$$

$$I_{C1} \approx I_{C0} = 228.8 \mu A$$

$$I_{C2} = 2I_{C0} = 457.6 \mu A$$

$$I_{C3} = 3I_{C0} = 686.4 \mu A$$

**【例 4-2】** 集成运放 F007 (LM741) 中的偏置电路如图 4-2 所示。图中的  $T_8$ 、 $T_9$ 、 $T_{12}$ 、 $T_{13}$  均为横向 PNP 管, 其  $\beta = 2$ ,  $T_{10}$ 、 $T_{11}$  均为 NPN 管, 其  $\beta$  均足够大, 电路中所有的晶体管的  $|U_{BE}| = 0.7 V$ ,  $U_T = 26 mV$ 。试计算  $I_{REF}$ 、 $I_{C10}$ 、 $I_{C8}$ 、 $I_{C13}$  值。

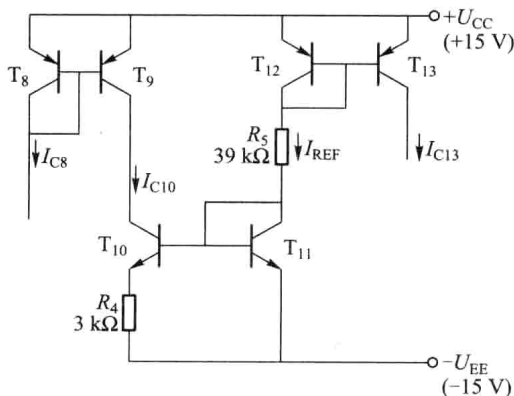


图 4-2

**解:** 根据该电路的结构特点, 首先应求出流过  $R_5$  的电流作为参考电流  $I_{REF}$ , 再根据晶体



管对称性( $U_{BE}$ 相等、 $I_B$ 和 $I_C$ 分别相同),导出镜像电流源的电流 $I_{C13}$ 。

$$I_{REF} = \frac{U_{CC} - 2U_{BE} - U_{EE}}{R_5} \approx 0.73 \text{ mA}$$

$T_{10}$ 、 $T_{11}$ 晶体管组成微电流源,根据关系式 $I_E = I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$ ,导出微电流源 $I_{C10}$ 。

$$I_{C10} \cdot R_4 = U_T \cdot \ln \frac{I_{REF}}{I_{C10}}$$

解得

$$I_{C10} \approx 28 \text{ } \mu\text{A}$$

$T_8$ 、 $T_9$ 组成镜像电流源,则  $I_{C8} = I_{C10} \left( \frac{\beta+2}{\beta} \right) = 56 \text{ } \mu\text{A}$

$$I_{C13} = I_{C12} = \frac{\beta_{12} I_{REF}}{2 + \beta_{12}} \approx 0.37 \text{ mA}$$

【例4-3】在图4-3(a)所示电路中,已知 $T_1 \sim T_3$ 晶体管的特性完全相同,  $\beta \gg 2$ ,反相输入端的输入电流为 $i_{i1}$ ,同相输入端的输入电流为 $i_{i2}$ 。试求:

(1)  $i_{C3}$ 值为多少?

(2)  $i_{B3}$ 值为多少?

(3)  $A_{ui} = \frac{\Delta u_o}{\Delta(i_{i1} - i_{i2})}$ 值为多少?

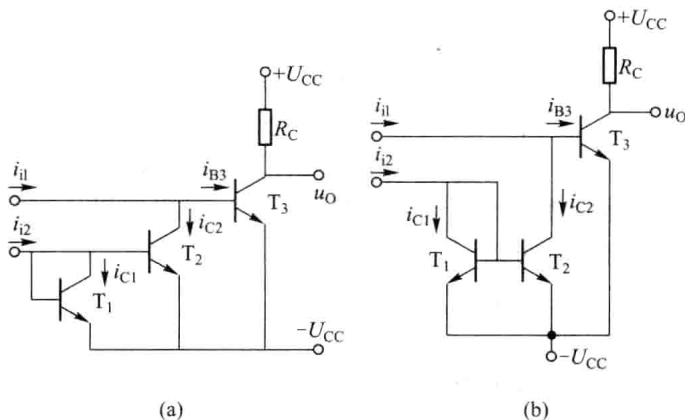


图 4-3

解:本题关键是能否看出 $T_1$ 和 $T_2$ 具有镜像关系(如图4-3(b)所示);在此基础上列节点电流方程,即可得到 $T_3$ 管的基极电流,从而得到其集电极电流和电位。

(1) 根据 $T_1$ 和 $T_2$ 为镜像关系和 $\beta \gg 2$ 可知 $i_{C1} \approx i_{C2} \approx i_{i2}$ 。

(2)  $T_3$ 管基极电流

$$i_{B3} = i_{i1} - i_{C2} \approx i_{i1} - i_{i2}$$

(3)  $T_3$ 管集电极电流变化量

$$\Delta i_{C3} = \beta \Delta i_{B3} = \beta \Delta(i_{i1} - i_{i2})$$

输出电压的变化量和放大倍数分别为

$$\Delta u_o = -\Delta i_{C3} R_C = \beta \Delta i_{B3} R_C$$

$$A_{ui} = \frac{\Delta u_o}{\Delta(i_{i1} - i_{i2})} = \frac{\Delta u_o}{\Delta i_{B3}} = -\beta R_c$$

【例 4-4】场效应管电流源作场效应管放大电路的有源负载,可组成共源、共漏和共栅极放大电路,图 4-4(a) 所示为镜像电流源作有源负载的场效应管共源放大电路。当  $r_{ds1} = r_{ds2} = 2 \text{ M}\Omega$ ,  $|U_{GS(th)}| = 1 \text{ V}$ , 导电系数  $K_1 = 100 \mu\text{A}/\text{V}^2$  时,求小信号电压增益  $A_u$ 。

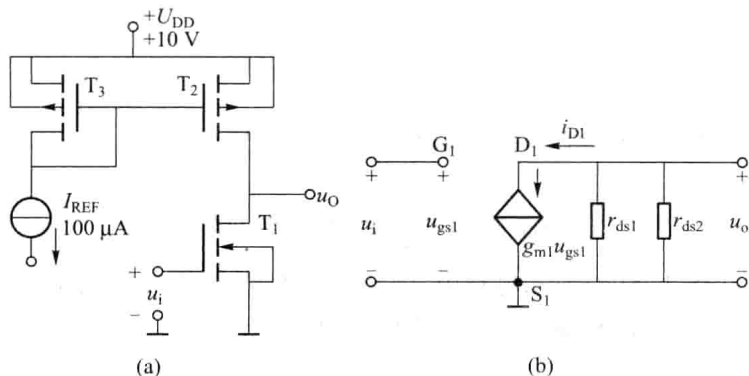


图 4-4

解:由  $i_D = K(u_{GS} - U_{GS(th)})^2$  得

$$g_{m1} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}} = 2K_1(u_{GS} - U_{GS(th)})$$

$$= 2\sqrt{K_1 i_{D1}} = 2\sqrt{K_1 I_{REF}} = 200 \mu\text{S}$$

场效应管基本镜像电流源的交流等效电阻  $R_o = r_{ds2}$ , 可得到图(a)所示电路的小信号等效电路如图(b)所示,由图(b)可知

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{g_{m1} u_{gs1} (r_{ds1} // r_{ds2})}{u_{gs1}} = -\frac{1}{2} g_{m1} r_{ds1} = -200$$

可见由于  $T_2$  和  $T_3$  管组成的基本镜像电流源有很高的输出电阻,从而提高了场效应管共源放大电路的电压增益。

## 2. 差分放大器性能分析

【例 4-5】某示波器 Y 通道的第二级放大电路如图 4-5 所示,两个晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  特性相同,且  $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 50$ ,  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $r_{bb'} = 300 \Omega$ , 电位器  $R_p$  的滑动端位于中点,求:

(1)  $T_1$ 、 $T_2$  的静态集电极电流  $I_{C1}$ 、 $I_{C2}$ ;

(2) 差模电压放大倍数  $A_{ud} = \frac{\dot{U}_{od}}{\dot{U}_{i1} - \dot{U}_{i2}}$ ;

(3) 差模输入电阻;

(4) 单端输出时的共模电压放大倍数  $A_{uc} = \frac{\dot{U}_{oc}}{\frac{1}{2}(\dot{U}_{i1} + \dot{U}_{i2})}$  以及共模抑制比  $K_{CMR}(\text{dB})$ 。

解:该电路为由晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  组成的差分放大电路,根据电路结构,计算如下:

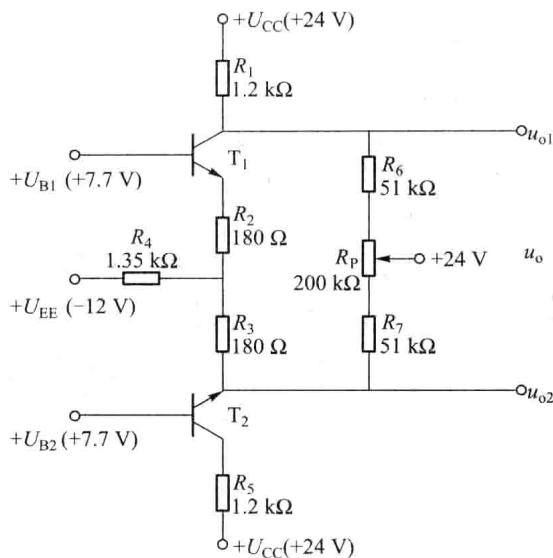


图 4-5

$$(1) I_{C1} = I_{C2} \approx I_{E1} = I_{E2} = \frac{U_{EE} + U_{B1} - U_{BE}}{R_2 + 2R_4} = \frac{12 + 7.7 - 0.7}{0.18 + 2 \times 1.35} \text{ mA} = 6.6 \text{ mA}$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CC} - I_{C1} R_1 // (R_6 + R_p / 2) - (U_{B1} - U_{BE})$$

$$= \left[ 24 - 6.6 \times \frac{1.2 \times \left( 51 + \frac{200}{2} \right)}{1.2 + \left( 51 + \frac{200}{2} \right)} - (7.7 - 0.7) \right] \text{ V} \approx 9 \text{ V}$$

$$(2) r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_E} \approx 0.5 \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = - \frac{\beta \left[ R_1 // \left( R_6 + \frac{R_p}{2} \right) \right]}{r_{be} + (1 + \beta) R_2} \approx -6.2$$

$$(3) R_{id} = 2[r_{be} + (1 + \beta) R_2] \approx 19.4 \text{ k}\Omega$$

$$(4) A_{ud1} = - \frac{\beta \left[ R_1 // \left( R_6 + \frac{R_p}{2} \right) \right]}{2[r_{be} + (1 + \beta) R_2]} \approx -3.1$$

$$A_{uc1} = - \frac{\beta R_1}{r_{be} + (1 + \beta) (R_2 + 2R_4)} \approx -0.41$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right| = 7.56 (\text{约 } 17.6 \text{ dB})$$

可见该电路的  $K_{CMR}$  很小, 主要原因是  $R_4$  取值太小。

**【例 4-6】** 图 4-6 所示为以差分放大电路作输入级, 同时与“共射”、“共集”放大电路组成的多级放大电路。当输入为零时, 常采用调节  $R_{C2}$  的方法来实现输出为零。已知  $U_{BE1} = U_{BE2} = U_{BE4} = U_{BE} = 0.6 \text{ V}$ ,  $U_{BE3} = -0.3 \text{ V}$ , 所有晶体管  $\beta = 50$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ 。试计算:

(1) 静态时, 若使输出电压  $u_o = 0$ ,  $R_{C2}$  阻值为多少?

(2) 计算该电路的交流电压增益  $A_u = \frac{u_o}{u_i}$ 。

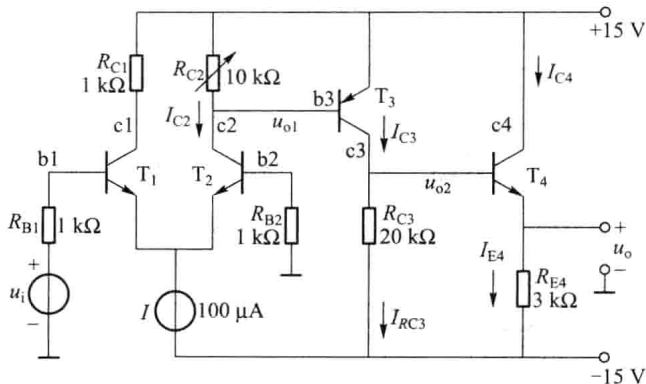


图 4-6

解:图 4-6 所示多级放大电路可分为三级,第一级(输入级)为单端输入—单端输出差分放大电路,其功能是提高抗共模干扰的能力;第二级为共射放大电路,其功能是提高放大电路的电压放大倍数;第三级为共集电路,其功能是提高输出级带负载的能力。

(1) 计算直接耦合多级放大电路的静态工作点时,一般方法是根据输出要求(通常为  $u_o = 0$ ),由输出级向前级逐级计算。在图 4-7 所示的电路中,当  $u_i = 0$  时,有  $u_o = 0$ 。

$$\text{故} \quad I_{E4} = I_{C4} = \frac{0 - (-15)}{R_{E4}} = \frac{15 \text{ V}}{3 \text{ k}\Omega} = 5 \text{ mA}$$

$$\text{则} \quad I_{B4} \approx \frac{I_{C4}}{\beta_4} = 0.1 \text{ mA}$$

在中间级放大电路中,则有

$$I_{RC3} = \frac{U_{B4} - (-15)}{R_{C3}} = \frac{(0.6 + 15) \text{ V}}{20 \text{ k}\Omega} = 0.78 \text{ mA}$$

$$\text{而} \quad I_{B3} = \frac{I_{C3}}{\beta_3} = \frac{I_{RC3} + I_{B4}}{\beta_3} = \frac{(0.78 + 0.1) \text{ mA}}{50} = 18 \text{ }\mu\text{A}$$

由差动放大电路的对称性可求得

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{I}{2} = 50 \text{ }\mu\text{A}$$

$$R_{C2} = \frac{-U_{BE3}}{I_{C2} - I_{B3}} = \frac{-(-0.3) \text{ V}}{(0.05 - 0.018) \text{ mA}} = 9.375 \text{ k}\Omega$$

$$(2) \quad A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_{o1}}{u_i} \times \frac{u_{o2}}{u_{o1}} \times \frac{u_o}{u_{o2}} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3}$$

其中

$$A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C2} \parallel R_{i2})}{R_B + r_{be1}}$$

$$R_{i2} \text{ 为第二级输入电阻 } R_{i2} = r_{be3} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{C3}} = \left( 100 + 51 \times \frac{26}{0.88} \right) \Omega = 1.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{C2} = 9.375 \text{ k}\Omega, R_B = 1 \text{ k}\Omega$$

$$r_{be1} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{C2Q}} = \left( 100 + 51 \times \frac{26}{0.05} \right) \Omega \approx 26.6 \text{ k}\Omega$$

故

$$A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C2} // R_{i2})}{R_B + r_{be1}} = 0.5 \times \frac{50 \times \frac{9.37 \times 1.6}{9.37 + 1.6}}{1 + 26.6} \approx 1.24$$

$$A_{u2} = \frac{u_{o2}}{u_{o1}} = -\frac{\beta(R_{C3} // R_{i3})}{r_{be3}} = -\frac{50 \times \frac{20 \times 150}{20 + 150}}{1.6} = -\frac{50 \times 17.6}{1.6} \approx -551$$

式中  $R_{i3}$  为第三级输入电阻  $R_{i3} = r_{be3} + (1+\beta)R_{E4} \approx (1+\beta)R_{E4} \approx 50 \times 3 \text{ k}\Omega = 150 \text{ k}\Omega$

因为第三级为射极跟随器, 故  $A_{u3} = \frac{u_o}{u_{o2}} \approx 1$

三级总增益  $A_u = \frac{u_o}{u_i} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} = 1.24 \times (-551) \times 1 \approx -683$  (约 56.7 dB)

【例 4-7】 差分放大电路如图 4-7(a) 所示。设晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  的参数对称, 已知  $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 50$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C1} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 0.9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 500 \Omega$ 。

试估算: (1) 双端输出差模电压放大倍数  $A_{ud}$ ;

(2) 共模电压放大倍数  $A_{uc}$ ;

(3) 共模抑制比  $K_{CMR}$ 。

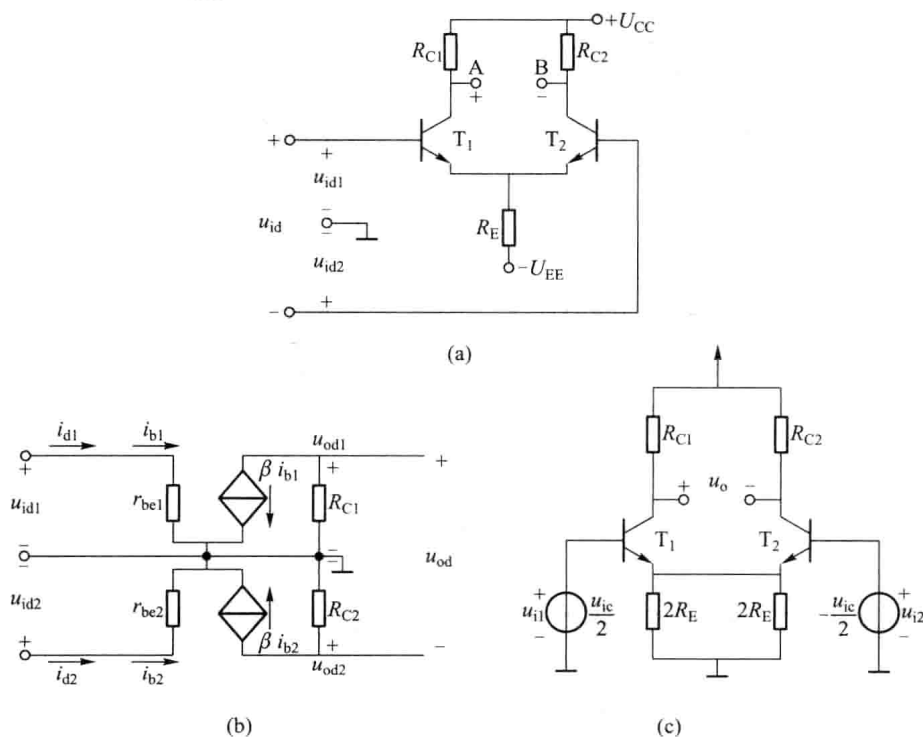


图 4-7

解: (1) 该电路为长尾式双端输入双端输出差分放大电路, 由于该电路的  $R_{C1} \neq R_{C2}$ , 因此必须画出小信号等效电路进行分析。图 4-7(b) 为图 4-7(a) 的小信号差模等效

电路。

由图 4-7(b) 得

$$u_{od} = \beta i_{b1} R_{C1} - (-\beta i_{b2}) R_{C2}$$

$$u_{id} = i_{b1} r_{be1} - (-i_{b2} r_{be2})$$

由晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  对称性可知  $i_{b1} = -i_{b2}$ ,  $i_{c1} = -i_{c2}$

所以

$$A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C1} + R_{C2})}{r_{be}} = -47.5$$

(2) 同理得共模等效电路如图 4-7(c) 所示。

则

$$A_{uc} = -\frac{\beta(R_{C1} - R_{C2})}{r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{5}{52} = -0.096$$

$$(3) K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = 495$$

【例 4-8】 电路如图 4-8 所示,  $T_1$ 、 $T_2$  管特性相同, 它们的低频跨导为  $g_m$ ;  $T_3$  与  $T_4$  管特性对称;  $T_2$  与  $T_4$  管 d-s 间的动态电阻为  $r_{ds2}$  和  $r_{ds4}$ 。试求出两电路的电压放大倍数  $A_u = \frac{\Delta u_o}{\Delta(u_{i1} - u_{i2})}$  的表达式。

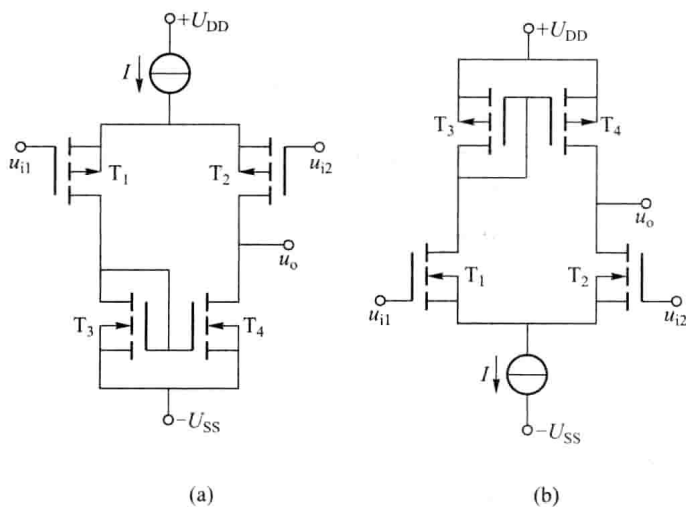


图 4-8

解: 在图 4-8(a)、(b) 所示电路均为场效应管组成的带恒流源的差分放大器, 由电路可知:

$$\Delta i_{D1} = -\Delta i_{D2} \approx \Delta i_{D3} = \Delta i_{D4}$$

$$\Delta i_o = \Delta i_{D2} - \Delta i_{D4} = \Delta i_{D2} - \Delta i_{D1} = -2\Delta i_{D1}$$

$$\Delta i_{D1} = g_m \frac{\Delta(u_{i1} - u_{i2})}{2}$$

$$g_m = \frac{\Delta i_o}{\Delta(u_{i1} - u_{i2})}$$

图 4-8(a) 所示电路的电压放大倍数为

$$A_u = \frac{\Delta u_o}{\Delta(u_{i1} - u_{i2})} = \frac{\Delta i_o (r_{ds2} // r_{ds4})}{\Delta(u_{i1} - u_{i2})} \approx g_m (r_{ds2} // r_{ds4})$$

同理可得图 4-8(b) 所示电路的电压放大倍数为

$$A_u \approx g_m (r_{ds2} // r_{ds4})$$

【例 4-9】 电路如图 4-9(a) 所示, 具有理想的对称性, 设各管  $\beta$  均相同。

(1) 说明电路中各晶体管的作用。

(2) 若输入差模电压为  $(u_{i1} - u_{i2})$ , 则由此产生的差模电流为  $\Delta i_o$ , 求解电路电流放大倍数  $A_i$  的近似表达式。

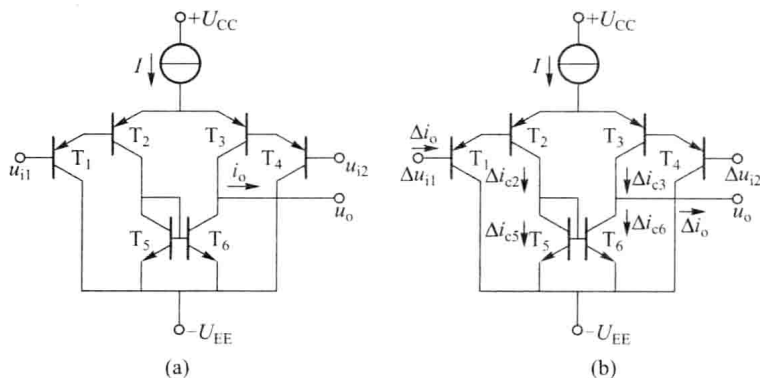


图 4-9

解: (1) 该电路为在集成电路内部广泛采用的双端输入单端输出的放大电路。T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>、T<sub>3</sub> 和 T<sub>4</sub> 的静态电流由电流源  $I$  提供, 输出的负载由镜像电流源担任。

T<sub>1</sub>、T<sub>2</sub>、T<sub>3</sub> 和 T<sub>4</sub> 分别组成 PNP 型复合管, 亦可看成它们组成共集共射两级放大; T<sub>5</sub>、T<sub>6</sub> 组成镜像电流源负载。

(2) 输入的差模电压  $(u_{i1} - u_{i2})$  产生的差模电流如图 4-9(b) 所示, 由图 4-9(b) 可知

$$\Delta i_{c2} = -\Delta i_{c3}$$

忽略  $\Delta i_{b5}$ 、 $\Delta i_{b6}$  有

$$\Delta i_{c5} = \Delta i_{c6} \approx \Delta i_{c2}$$

$$\Delta i_o = \Delta i_{c3} - \Delta i_{c6} = -2\Delta i_{c2}$$

$$\Delta i_{c2} = -\beta(1+\beta)\Delta i_i$$

$$A_i = \frac{\Delta i_o}{\Delta i_i} = 2\beta(1+\beta)$$

### 4.3 习题解答

4-1 集成运放 F007 的电流源组成如图 P4-1 所示, 设  $U_{BE} = 0.7 \text{ V}$ 。

(1) 若 T<sub>3</sub>、T<sub>4</sub> 管的  $\beta = 2$ , 试求  $I_{C4}$ ;

(2) 若  $I_{C1} = 26 \mu\text{A}$ , 试求  $R_1$ 。

解: (1) 图 P4-1 所示电路中共有两组电流源, 一组由 NPN 型 BJT 组成微电流源, 另一组由 PNP 型 BJT 组成镜像电流源。由图可知

$$I_{R2} = \frac{30 - 2U_{BE}}{R_2} = \frac{30 - 2 \times 0.7}{39} \text{ mA} = 0.73 \text{ mA}$$

$$I_{C4} = \frac{I_{R2}}{1 + \frac{2}{\beta}} = \frac{0.73}{1 + 1} \text{ mA} = 0.365 \text{ mA}$$

$$(2) R_1 = \frac{U_T}{I_{C1}} \ln \frac{I_{R2}}{I_{C1}} = \frac{26}{0.026} \ln \frac{0.73}{0.026} \text{ k}\Omega = 3.3 \text{ k}\Omega$$

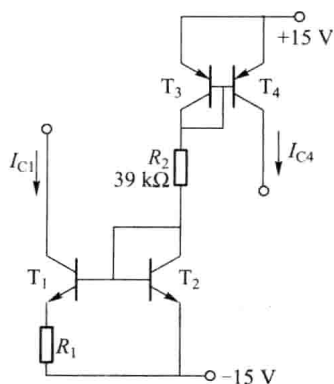


图 P4-1

4-2 由电流源组成的放大器如图 P4-2 所示, 试估算电流的放大倍数  $A_i = i_o / i_i$ 。

解: 由电路得

$$I_{E1} \approx I_{C1} = I_1$$

$$I_{E2} \approx I_{C2} \approx I_{C3} \approx I_{E3}$$

$$I_{E4} \approx I_{C4} \approx I_O$$

$$I_{E1} \cdot 2R \approx I_{E2} R$$

故

$$I_{E2} = 2I_{E1} = 2I_1$$

又

$$I_{E3} \cdot 3R \approx I_{E4} R$$

$$I_{E4} = 3I_{E3} = 6I_1$$

所以

$$I_O \approx I_{E4} = 6I_1$$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = 6$$

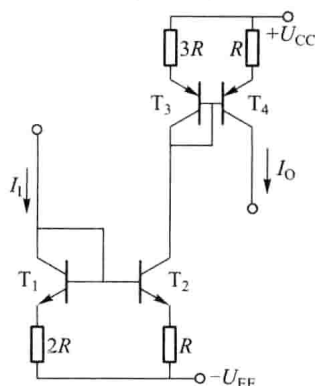


图 P4-2

4-3 用电阻  $R_2$  取代晶体管的威尔逊电流源如图 P4-3 所示, 试证明

$$I_{C2} \approx \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_{REF}}{I_s}$$

解:  $I_{REF} = I_s e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}}$ ,  $U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{REF}}{I_s}$

$$I_{C2} \cdot R_2 \approx U_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{REF}}{I_s}$$

故有:  $I_{C2} \approx \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_{REF}}{I_s}$

4-4 电路见图 P4-4。已知  $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $T_1, T_2$  管

的  $\beta = 100$ ,  $r_{bb'} = 200 \Omega$ ,  $R_E = 7.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 6 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 估算  $T_1, T_2$  管的静态工作点  $I_{CQ}, I_{CEQ}$ ;

(2) 试求  $A_{ud} = u_o / (u_{i1} - u_{i2})$  及  $R_{id}, R_{od}$ 。

解: (1) 由电路得

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{1}{2} \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} = \frac{1}{2} \times \frac{15 - 0.7}{7.2} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

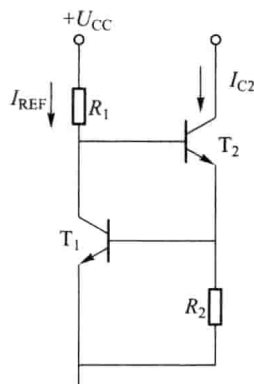


图 P4-3



$$U_{CEQ} = U_{CC} + 0.7 - I_{CQ} R_C = (15 + 0.7 - 1 \times 6) \text{ V} = 9.7 \text{ V}$$

(2) 该电路为双入双出差分放大器,则

$$r_{be} = r_{bb'} + (\beta + 1) \frac{26}{I_{EQ}} = \left( 200 + 101 \times \frac{26}{1} \right) \Omega = 2.8 \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = -\frac{\beta \left( R_C // \frac{R_L}{2} \right)}{r_{be}} = -\frac{100 \times \frac{6 \times 3}{6+3}}{2.8} = -71.4$$

$$R_{id} = 2r_{be} = 2 \times 2.8 \text{ k}\Omega = 5.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{od} = 2R_C = 2 \times 6 \text{ k}\Omega = 12 \text{ k}\Omega$$

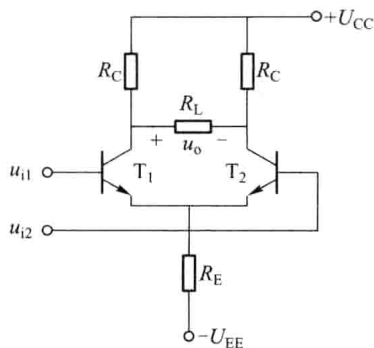


图 P4-4

**4-5** 差分放大器如图 P4-5(a) 所示。已知  $U_{CC} = 24 \text{ V}$ ,  $U_{EE} = 12 \text{ V}$ ,  $R_E = 5.1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{B1} = R_{B2} = R_B = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $T_1, T_2$  管的  $\beta = 100$ ,  $r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ 。

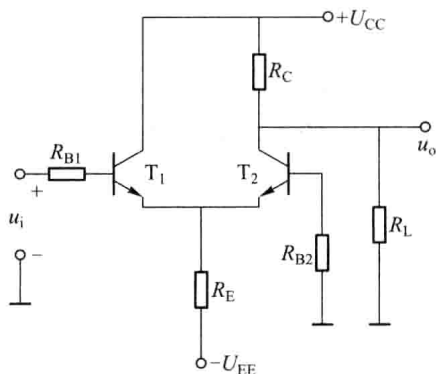
(1) 估算  $T_2$  的静态工作点  $I_{CQ}, I_{CE2Q}$ ;

(2) 试求差模电压放大倍数  $A_{ud} = \frac{u_{od}}{u_{id}}$ , 并说明  $u_o$  与  $u_i$  之间的相位关系;

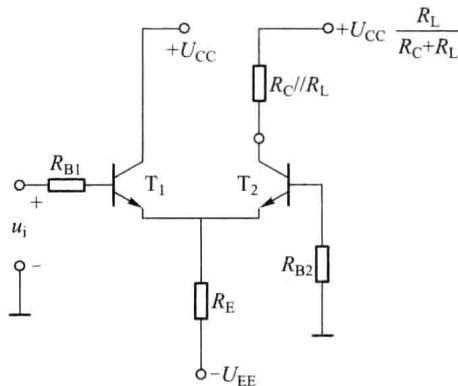
(3) 估算共模抑制比  $K_{CMR}$ ;

(4) 求  $R_{id}$  和  $R_{oc}$ ;

(5) 若断开  $R_{B2}$  的接“地”端, 并在该端与“地”之间输入一交流电压  $u_{i2} = 510\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$ ; 并令  $u_{i1} = u_i = 500\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$ 。试求出此时输出电压  $u_o$  的瞬时值表达式。



(a)



(b)

图 P4-5

$$\text{解: (1) } I_{C2Q} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{EE} - U_{BE}}{R_E} = \frac{1}{2} \times \frac{12 - 0.7}{5.1} \text{ mA} = 1.1 \text{ mA}$$

由戴维宁定理求得  $T_2$  管集电极端的等效电源电压  $U'_{CC}$  和内阻  $R'_c$  [如图 4-5(b) 所示] 分别是

$$U'_{CC} = \frac{U_{CC} R_L}{R_C + R_L} = \frac{24 \times 10}{10 + 10} \text{ V} = 12 \text{ V}$$

$$R'_c = R_C // R_L = \frac{10 \times 10}{10 + 10} \text{ k}\Omega = 5 \text{ k}\Omega$$

因而:  $U_{CE2Q} = U'_{CC} - I_{C2Q} R'_C + U_{BE} = (12 - 1.1 \times 5 + 0.7) \text{ V} \approx 7.2 \text{ V}$

$$(2) A_{ud} = \frac{\beta R'_L}{2(R_B + r_{be})} = \frac{100 \times \frac{10 \times 10}{10 + 10}}{2 \times (2 + 1)} = 83.3$$

$u_o$  与  $u_i$  之间同相。

$$(3) A_{uc} = \frac{\beta R'_L}{R_B + r_{be} + 2(1 + \beta) R_E} \approx -\frac{R'_L}{2R_E} = \frac{10 \times 10}{2 \times 5.1} = 0.49$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = \frac{83.3}{0.49} = 170$$

$$(4) R_{id} = 2(R_B + r_{be}) = 2 \times (2 + 1) \text{ k}\Omega = 6 \text{ k}\Omega$$

$$R_{oc} = R_C = 10 \text{ k}\Omega$$

(5) 改接后, 电路由原来的单端输入变成了任意输入由  $u_{i1}, u_{i2}$  可求得

$$u_{id} = u_{i1} - u_{i2} = -10\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$$

$$u_{ic} = \frac{u_{i1} + u_{i2}}{2} = 505\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$$

所以  $u_{od} = A_{ud} u_{id} = -(10\sqrt{2} \sin \omega t) \times 83.3 = -833\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$

$$u_{oc} = A_{uc} u_{ic} = -(505\sqrt{2} \sin \omega t) \times 0.49 = -247\sqrt{2} \sin \omega t \text{ mV}$$

$$\text{又有 } U_{C2Q} = \frac{R_L}{R_C + R_L} U_{CC} - I_{C2Q} (R_C \parallel R_L) = 6.5 \text{ V}$$

则  $u_o$  的瞬时输出为

$$u_o = U_{C2Q} + u_{od} + u_{oc} = (6.5 - 1.07\sqrt{2} \sin \omega t) \text{ V}$$

**4-6** 电路见图 P4-6(a)。已知  $T_1, T_2$  和  $T_3$  管的  $\beta = 50, r_{bb} = 200 \Omega, U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}, R_C = 6 \text{ k}\Omega, R_1 = 20 \text{ k}\Omega, R_2 = 10 \text{ k}\Omega, R_3 = 2.1 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 若  $u_{i1} = 0, u_{i2} = 10 \sin \omega t \text{ mV}$ , 求  $u_o$ ;

(2) 若  $u_{i1} = 10 \sin \omega t \text{ mV}, u_{i2} = 5 \text{ mV}$ , 试画出  $u_o$  波形图;

(3) 若  $u_{i1} = u_{i2} = u_{ic}$ , 试求  $u_{ic}$  允许的最大变化范围;

(4) 当  $R_1$  增大时,  $A_{ud}, R_{id}$  将如何变化?

$$\text{解: (1) } u_{R2} = \frac{R_2 U_{EE}}{R_1 + R_2} = \frac{10 \times 15}{20 + 10} \text{ V} = 5 \text{ V}$$

$$I_{C3} \approx I_{E3} = \frac{u_{R2} - u_{BE}}{R_3} = \frac{5 - 0.7}{2.1} \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

$$I_{EQ} = \frac{1}{2} I_{C3} = 2 \times \frac{1}{2} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$r_{be} = r_{bb} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} = \left( 200 + 51 \times \frac{26}{1} \right) \Omega = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_{i1} - u_{i2}} = -\frac{\beta R_C}{r_{be}} = -\frac{50 \times 6}{1.5} = -200$$

$$u_o = A_{ud} (u_{i1} - u_{i2}) = 2000 \sin \omega t \text{ mV} = 2 \sin \omega t \text{ V}$$

$$(2) u_o = A_{ud} (u_{i1} - u_{i2}) = -200 \times (10 \sin \omega t - 5) \text{ mV} = (1 - 2 \sin \omega t) \text{ V}$$

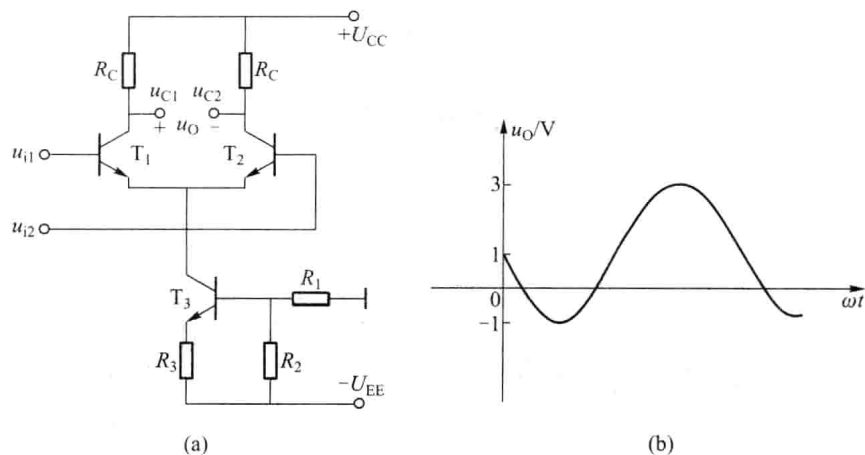


图 P4-6

其波形如图 P4-6(b) 所示。

$$(3) u_{B3} = \frac{R_1 U_{EE}}{R_1 + R_2} = \frac{20 \times 15}{20 + 10} \text{ V} = -10 \text{ V}$$

$$u_{C1} = u_{CC} - I_{CQ} R_C = (15 - 1 \times 6) \text{ V} = 9 \text{ V}$$

故共模输入电压  $u_{ic}$  应满足:  $-10 \text{ V} < u_{ic} < 9 \text{ V}$ 。

(4)  $R_1 \uparrow \rightarrow u_{R2} \downarrow \rightarrow I_{E3} (I_{C3}) \downarrow \rightarrow I_{E1Q} (I_{E2Q}) \downarrow \rightarrow r_{be1} (r_{be2}) \uparrow$ , 使得  $A_{ud}$  减小, 而  $R_{id}$  增大。

**4-7** 图 P4-7 是由 N 沟道 MOSFET 组成的差分放大器。设各管的跨导分别为  $g_{m1} = g_{m2} = 300 \mu\text{S}$ ,  $g_{m3} = g_{m4} = 50 \mu\text{S}$ , 输出电导  $g_{ds1} = g_{ds2} = 20 \mu\text{S}$ ,  $g_{ds3} = g_{ds4} = 15 \mu\text{S}$ , 恒流源动态内电导  $G_0 = 10 \mu\text{S}$ , 试求它的  $A_{ud}$  和单端输出的  $K_{CMR}$ 。

**解:** 图 P4-7 中的  $T_3$ 、 $T_4$  是取代电阻作为  $T_1$ 、 $T_2$  的漏极负载电阻的, 利用图 P4-7'(a) 的等效电路即可求出其等效电导  $G_d$  为

$$G_d = \frac{I}{U_{gs3}} = g_{m3} + g_{ds3}$$

像这种用有源器件代替电阻的电路就叫做有源电阻或有源负载。图 P4-7'(b)、(c) 分别是 NMOS 差分放大器的差模和共模半等效电路。由图即可求得

$$A_{ud} = -\frac{g_{m1}}{G_d + g_{ds1}} = -\frac{g_{m1}}{g_{ds1} + g_{ds3} + g_{m3}} \approx -\frac{g_{m1}}{g_{m3}}$$

双端输出时:  $K_{CMR} = 0$

单端输出时:  $A_{ud1} = \frac{1}{2} A_{ud}$

忽略  $g_{ds1}$  得:

$$A_{ud1} = -\frac{g_{m1}}{(1 + 2g_{m1}/G_0)G_d} = -\frac{g_{m1}G_0}{(g_{m3} + g_{ds3})(G_0 + 2g_{m1})}$$

一般有  $g_{m3} \gg g_{ds3}$ ,  $g_{m1} \gg G_0$ , 故

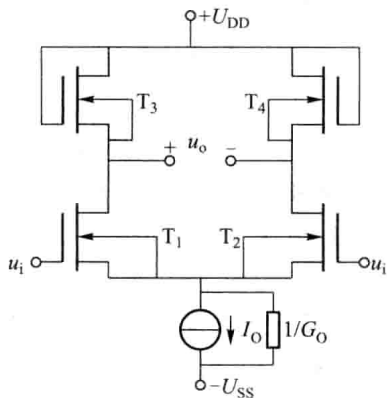


图 P4-7

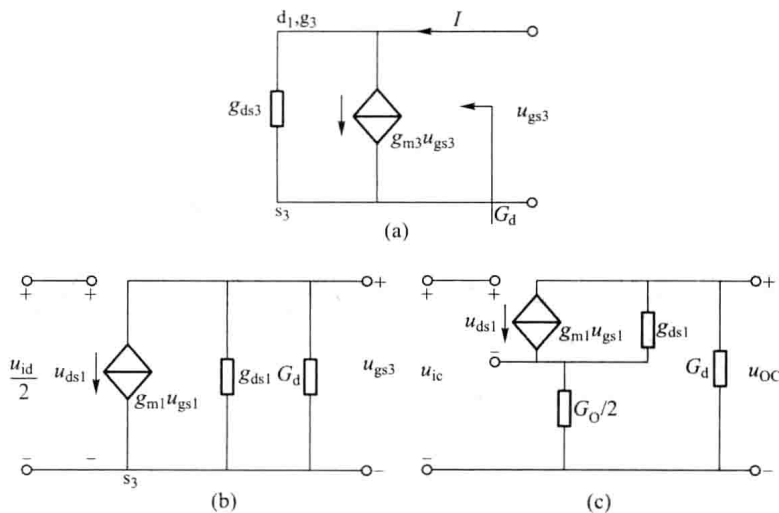


图 P4-7'

$$A_{uc1} = -\frac{G_0}{2(g_{m3} + g_{ds3})} = -\frac{G_0}{2G_d}$$

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud1}}{A_{uc1}} \right| \approx \frac{g_{m1}(g_{m3} + g_{ds3})}{G_0(g_{m3} + g_{ds1} + g_{ds3})}$$

将已知数据代入上式,得

$$A_{ud} = -\frac{300}{20+15+50} \approx -3.53$$

$$K_{CMR} = \frac{300(50+15)}{10(50+20+15)} \approx 22.94 (27.2 \text{ dB})$$

**4-8** 场效应差分放大器如图 P4-8 所示。已知

$T_1$ 、 $T_2$  管的  $g_m = 5 \text{ mS}$ 。

(1) 若  $I_{DQ} = 0.5 \text{ mA}$ , 试求  $R$ ;

(2) 试求差模电压放大倍数  $A_{ud} = u_o / u_i$ 。

**解:** (1) 由题意可知

$$I_R \approx I_{C4} \approx I_{C3} = 2I_{DQ} = 2 \times 0.5 \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

$$R = \frac{U_{CC} - U_{EE} - 0.7}{I_R} = \frac{15 + 15 - 0.7}{1} \text{ k}\Omega = 29.3 \text{ k}\Omega$$

(2)  $T_1$ 、 $T_2$  组成双入双出 MOS 差分放大器故

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = -g_m R_D = -5 \times 10 = -50$$

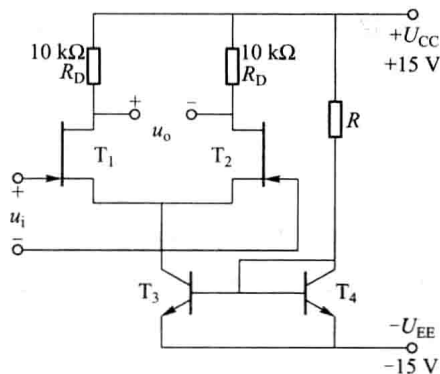


图 P4-8

**4-9** 差分放大电路如图 P4-9(a) 和 (b) 所示。设  $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = r_{be}$ ,  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$ ,  $R_{B1} = R_{B2} = R_B$ ,  $R_p$  的滑动端调在  $R_p/2$  处, 试比较这两种差分放大电路的  $A_{ud}$ 、 $R_{id}$  和  $R_{od}$ 。

**解:** 图(a)是集电极调零的差分放大电路, 它的  $A_{ud}$ 、 $R_{id}$  和  $R_{od}$  为

$$A_{ud} = -\frac{\beta_1(R_{C1} + R_p/2)}{R_{B1} + r_{be1}} = -\frac{\beta(R_C + R_p/2)}{R_B + r_{be}}$$

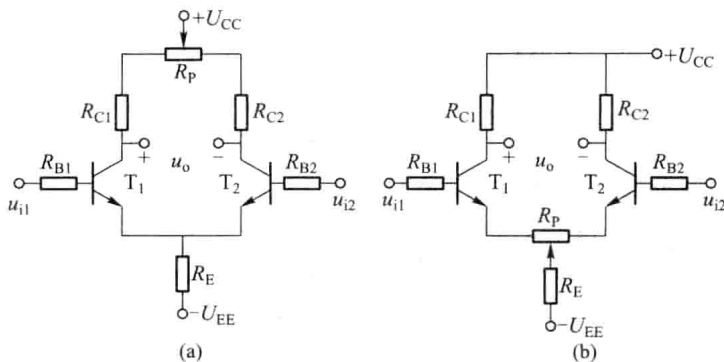


图 P4-9

$$R_{id} = 2(R_{B1} + r_{be1}) = 2(R_B + r_{be})$$

$$R_{od} = 2(R_{C1} + R_P/2) = 2(R_C + R_P/2)$$

图(b)是发射极调零的差分放大电路,它的  $A_{ud}$ 、 $R_{id}$  和  $R_{od}$  为

$$A_{ud} = -\frac{\beta_1(R_{C1} + R_P/2)}{R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta_1)R_P/2} = -\frac{\beta(R_C + R_P/2)}{R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_P/2}$$

$$R_{id} = 2(R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta_1)R_P/2) = 2(R_B + r_{be} + (1 + \beta)R_P/2)$$

$$R_{od} = 2R_{C1} = 2R_C$$

**4-10** 电路如图 P4-10(a)所示。已知  $\beta_1 = \beta_2 = 80$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{E1} = R_{E2} = 11 \text{ k}\Omega$ , 两管发射极间所接的电阻  $R = 47 \Omega$ , 电位器  $R_P = 200 \Omega$ , 试求  $R_P$  滑动端从最左端调至最右端时, 该电路差模电压放大倍数  $A_{ud}$  的变化范围。

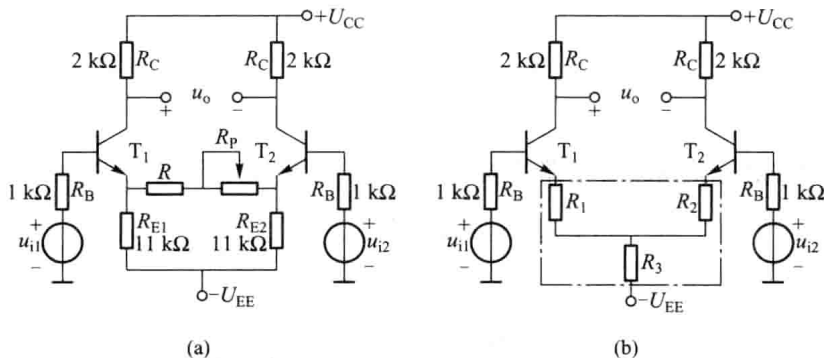


图 P4-10

**解:** 图 P4-10 是一个增益可调的差动放大电路, 发射极回路的  $R_{E1}$ 、 $R_{E2}$  与  $R$ 、 $R_P$  组成了一个“ $\Delta$ ”形电阻网络, 在计算时, 应先把它变换为“Y”形网络。经变换后, 射极回路的等效电路如图 P4-10(b)所示, 其中

$$R_1 = R_2 = \frac{R_{E1}(R + R_P)}{R_{E1} + R_{E2} + R + R_P}$$

$$R_3 = \frac{R_{E1}R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2} + R + R_P}$$

当电位器的滑动端调至最右端时,  $R_P = 0$ , 则

$$R_1 = R_2 = \frac{11 \times 47 \times 10^{-3}}{11 + 11 + 47 \times 10^{-3}} \text{ k}\Omega = 23.45 \times 10^{-3} \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = -\frac{\beta_1 R_{C1}}{R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta) R_1} = -\frac{80 \times 2}{1 + 1 + 81 \times 23.45 \times 10^{-3}} = -41$$

当电位器的滑动端调至最左端时,  $R_p = 200 \Omega$ , 则

$$R_1 = R_2 = \frac{11 \times (47 \times 10^{-3} + 200 \times 10^{-3})}{11 + 11 + (47 \times 10^{-3} + 200 \times 10^{-3})} \text{ k}\Omega = 122.1 \times 10^{-3} \text{ k}\Omega$$

$$A_{ud} = -\frac{\beta_1 R_{C1}}{R_{B1} + r_{be1} + (1 + \beta) R_1} = -\frac{80 \times 2}{1 + 1 + 81 \times 122.1 \times 10^{-3}} = -13.46$$

通过计算可知, 当  $R_p$  的滑动端从最右端调至最左端时, 使电路的差模电压放大倍数在  $-41 \sim -13.46$  之间变化。

**4-11** 在图 P4-11 所示共射—共基组合差动放大电路中, 设超  $\beta$  管  $T_1$  和  $T_2$  的  $\beta = 2000$ ,  $T_3$  和  $T_4$  管的  $\beta_3 = \beta_4 = 100$ , 试求差模电压放大倍数  $A_{ud}$  和差模输入电阻  $R_{id}$ 。

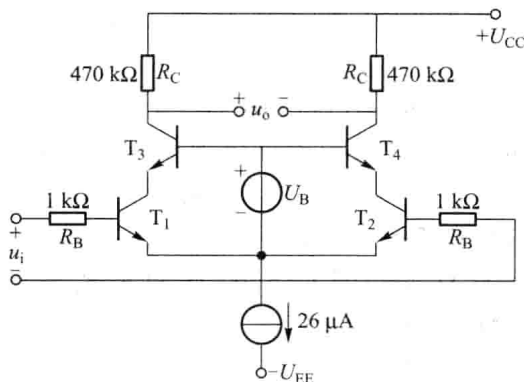


图 P4-11

**解:** 电路为共射—共基组合电路的差动放大器。其差模电压放大倍数为

$$A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\alpha_3 \beta_1 R_C}{R_B + r_{be}} \approx -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be}}$$

其中

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}} \approx 2001 \times \frac{26}{0.013} \Omega = 4002 \text{ k}\Omega$$

故

$$A_{ud} = -\frac{2000 \times 470}{1 + 4002} = -235$$

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be}) = 2 \times (1 + 4002) \text{ k}\Omega = 8006 \text{ k}\Omega$$

**4-12** 图 P4-12(a) 为共集—共基组合的差分放大电路, 设  $\beta_1 = \beta_2 = 50$ ,  $\beta_3 = \beta_4 = 4$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{be3} = r_{be4} = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$ , 试求该差分放大电路的  $A_{ud}$ 、 $R_{id}$  和  $R_{od}$ 。

**解:** 在电路对称条件下, 对差模信号而言,  $T_1$ 、 $T_3$  与  $T_2$ 、 $T_4$  两边的电流增量大小相等, 但方向相反, 故在恒流源  $I_{O1}$  及  $I_{O2}$  中无差模信号电流, 动态内阻上的差模信号压降为零, 相当于短路, 故本例电路对差模而言, 是共集—共基组合差放。

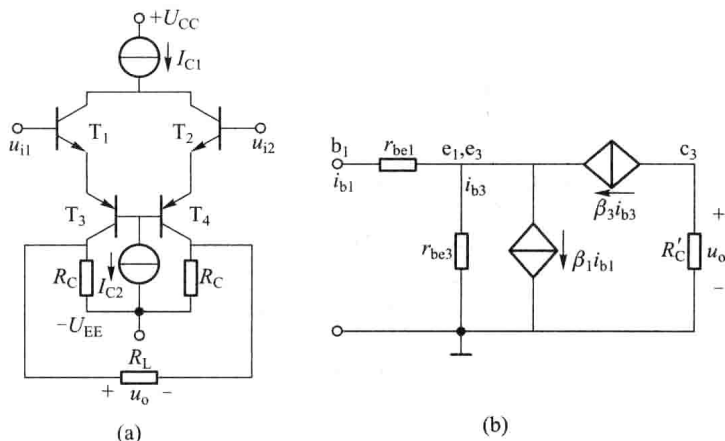


图 P4-12

差模信号的半边等效电路如图 P4-12(b) 所示, 则根据电路可列出下列方程

$$\begin{aligned} u_{od3} &= -\beta_3 i_{b3} R'_C \\ u_{id}/2 &= i_{b1} r_{be1} - i_{b3} r_{be3} \\ (1 + \beta_1) i_{b1} &= -(1 + \beta_3) i_{b3} \end{aligned}$$

解此方程组, 即得

$$A_{ud} = \frac{2u_{od3}}{u_{id}} = \frac{\beta_3 (1 + \beta_1) R'_C}{(1 + \beta_3) r_{be1} + (1 + \beta_1) r_{be3}}$$

$$\text{式中 } R'_C = R_C // \frac{1}{2} R_L = \frac{500 \times 50}{500 + 50} \text{ k}\Omega \approx 45.45 \text{ k}\Omega$$

$$\text{而 } R_{id} = 2R_{id3} = 2 \frac{u_{id}/2}{i_{b1}} = 2 \left[ r_{be1} + (1 + \beta_1) \frac{r_{be3}}{1 + \beta_3} \right]$$

也可按下列思路导出: 将本电路看成两级放大, 第一级是共集放大器, 第二级是共基放大器。因为双端输出电压增益相当于单管同组态放大器的电压增益, 即

$$A_{ud} = A_{ud1} A_{ud2} = \frac{(1 + \beta_1) R_{i2}}{r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{i2}} \cdot \frac{\beta_3 R'_C}{r_{be3}}$$

将  $R_{i2} = r_{be3} / (1 + \beta_3)$  代入上式可得到同样结论。

$$\text{而 } R_{id} = 2R_{i1} = 2[r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{i2}]$$

将已知条件代入, 即得  $A_{ud} = 9.18$ ,  $R_{id} = 404 \text{ k}\Omega$ 。

**4-13** 电路如图 P4-13 所示。设  $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 100$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $r_{be3} = 1.5 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 静态时, 若要求  $u_o = 0$ , 试估算  $I$ ;

(2) 计算电压放大倍数  $A_{ud} = u_o / u_i$ 。

解: (1) 当  $u_o = 0$  时, 有

$$I_{E3} \approx I_{C3} = \frac{U_{EE}}{R_{C3}} = \frac{15}{7.5} \text{ mA} = 2 \text{ mA}$$

$$U_{RC} = I_{E3} R_E + 0.7 = (2 \times 2.1 + 0.7) \text{ V} \approx 5 \text{ V}$$

$$I = 2I_{C1} = 2 \times \frac{U_{RC}}{R_C} = 2 \times \frac{5}{10} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

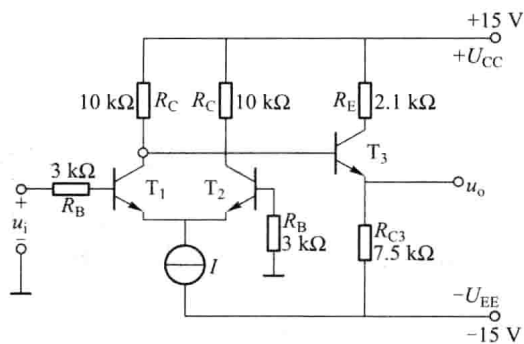


图 P4-13

$$(2) R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta) R_E = (1.5 + 101 \times 2.1) \text{ k}\Omega = 213.6 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta(R_C // R_{i2})}{R_B + r_{be1}} \cdot \frac{-\beta R_{C3}}{r_{be3} + (1 + \beta) R_E}$$

$$= \frac{1}{2} \times \frac{100 \times \frac{10 \times 213.6}{10 + 213.6}}{3 + 5} \times \frac{100 \times 7.5}{1.5 + 101 \times 2.1} = 210$$

**4-14** 电路见图 P4-14(a), 设  $U_{CC} = U_{EE} = 15 \text{ V}$ ,  $I = 2 \text{ mA}$ ,  $R_C = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $u_i = 1.2 \sin \omega t \text{ V}$ 。

(1) 试画出  $u_o$  的波形, 并标出波形的幅度;

(2) 若  $R_C$  变为  $10 \text{ k}\Omega$ ,  $u_o$  波形有何变化? 为什么?

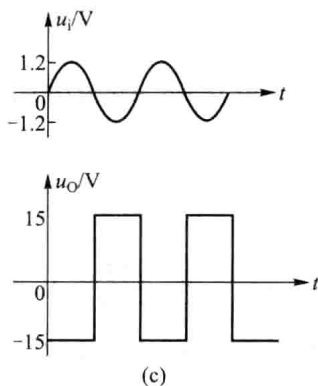
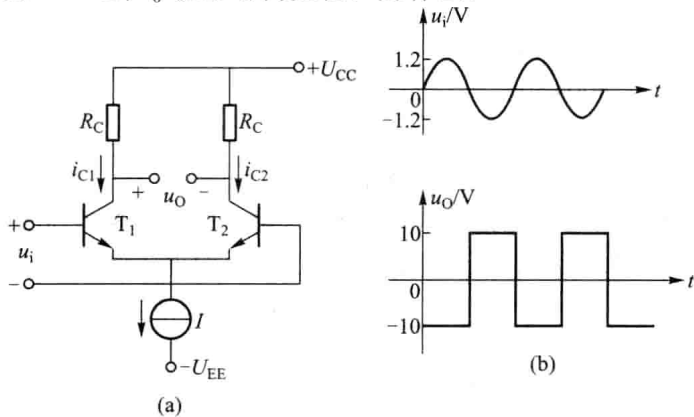


图 P4-14



解:(1) 由于  $u_i = 1.2 \text{ V} \gg 0.1 \text{ V}$ , 电路呈限幅特性, 其  $u_o$  波形如图 P4-14(b) 所示。

(2) 当  $R_C$  变为  $10 \text{ k}\Omega$  时,  $u_o$  幅度增大, 其值接近  $\pm 15 \text{ V}$ , 此时, 一管饱和, 另一管截止, 其  $u_o$  波形如图 P4-14(c) 所示。

4-15 电路见图 P4-15。已知  $\beta_1 = \beta_2 = 100$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_P = 0.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 8 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 静态时, 若  $u_o < 0$ , 试问电位器  $R_P$  的动臂应向哪个方向调整才能使  $u_o = 0$ ;

(2) 若在  $T_1$  管输入端加输入信号  $u_i$ , 试求差模电压放大倍数和差模输入电阻。

解:(1) 若  $u_o < 0$ ,  $R_P$  的动臂应向右移动。

$$(2) A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_P}{2}} = -\frac{100 \times 8}{2 + 5 + 101 \times 0.25} = -25$$

$$R_{id} = 2(R_B + r_{be} + (1 + \beta) \frac{R_P}{2}) = 2 \times (2 + 5 + 101 \times 0.25) \text{ k}\Omega = 64.5 \text{ k}\Omega$$

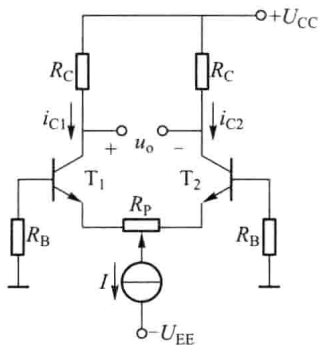


图 P4-15

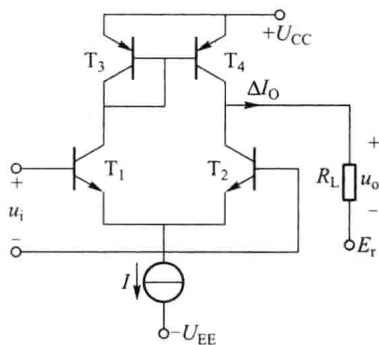


图 P4-16

4-16 有源负载差动放大器如图 P4-16 所示。

(1) 试分析在输入信号作用下, 输出电流  $\Delta I_O$  与  $T_1$ ,  $T_2$  管输出电流之间的关系;

(2) 计算差模电压放大倍数  $A_{ud} = u_o / u_i$ 。

解:(1) 因为  $\Delta I_{C1} = \Delta I_{C2}$ , 而  $\Delta I_{C1} \approx \Delta I_{C3} \approx \Delta I_{C4}$ , 所以

$$\Delta I_O = \Delta I_{C4} + \Delta I_{C2} = \Delta I_{C1} + \Delta I_{C2} = 2\Delta I_{C2}$$

$$(2) A_{ud} = \frac{u_o}{u_i} = \frac{\beta R_L}{r_{be}}$$

4-17 集成运放 5G23 电路原理图如图 P4-17 所示。

(1) 简要叙述电路的组成原理;

(2) 说明二极管  $D_1$  的作用;

(3) 判断 2, 3 端哪个是同相输入端, 哪个是反相输入端。

解:(1)  $T_1$ 、 $T_2$  管组成差动输入级, 双端输出。  $T_4$ 、 $T_5$  为射随器。  $T_6$  管是具有单端化作用的单管中间放大器, 它将  $T_4$ 、 $T_5$  输出的差模信号直接加在发射结, 从而使  $T_4$ 、 $T_5$  起到双端输出的效果。  $T_7$ 、 $T_8$  组成具有电流源负载的复合管射随器, 作为输出级。  $T_3$ 、 $T_{10}$ 、 $T_9$  组成比例电流源。

(2)  $D_1$  管的作用是为  $T_6$  管提供一个偏置电压, 使静态时  $T_6$  的发射极比基极高出一个

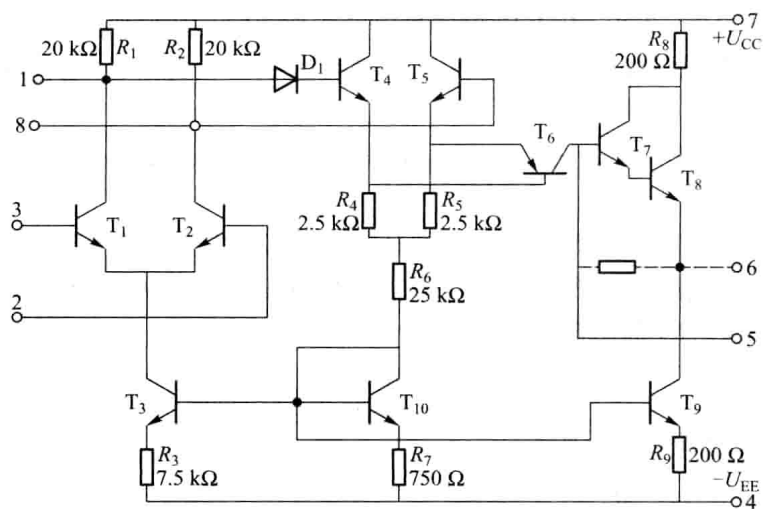


图 P4-17

门限电压。

(3) 2 端为反相输入端,3 端为同相输入端。

# 第五章 集成运算放大器的基本应用电路

## 5.1 基本要求及重点、难点

### 1. 基本要求

(1) 掌握集成运算放大器的符号、模型和电压传输特性,以及理想集成运放的条件。

(2) 掌握“虚短”和“虚断”的概念,熟练运用“虚短”和“虚断”的概念分析各种工作在线性区域的运放电路。

(3) 掌握基本线性应用(同相/反比例、求和/差、积/微分、 $V-I/I-V$ 转换、对数/指数运算)的电路组成、特点、工作原理、输入/输出关系,以及分析计算方法。

(4) 掌握电压比较器的概念,并对单门限电压比较器有一定的分析能力。

(5) 了解仪表放大器、电流反馈运算放大器、精密整流和检波电路的基本形式和特点。

(6) 了解模拟乘法器的基本工作原理及应用。

### 2. 重点、难点

重点:本章的重点内容是各种集成运算放大器电路的分析、计算和设计。

难点:本章的难点内容在于如何判断运放工作状态,并巧妙应用“虚短”和“虚断”的概念,分析不同类型的应用电路。

## 5.2 习题类型分析及例题精解

### 1. 运算电路的组成与分析

集成运算放大器组成的运算电路是一种用于处理模拟信号的电路,通常由集成运放、反馈电路和辅助电路等组成。为了保证运放工作在线性区,组成反馈电路时一定要保证是负反馈。

反比例运算电路的特点是:输出电压与输入电压反相,输入电阻较小,共模输入信号约为零。同比例运算电路的特点是:输出电压与输入电压同相,输入电阻大,共模输入电压较大,因此对集成运放的共模抑制比要比较高。

一般在分析由多个运放组成的复杂运算电路输出与输入信号之间运算关系时,有两条思考路径:

(1) 利用运放基本的两个“单元电路”(同相、反相运放电路),采用叠加原理进行分析和求解。

(2) 直接利用“虚断”、“虚短”法则对电路中的关键点(如“+”端、“-”端)列电流方程进行分析、求解。这一思路特别适合“单元电路”不太明显的复杂运算电路。

**【例 5-1】** 图 5-1 所示电路为增益可调的差动运算电路,其中运放 A 满足理想运放的条件,试求输出电压的表达式。

解:由理想运放条件可知  $u_+ = u_-$ , 则利用节点电压法得

$$\text{对 } u_- \text{ 节点: } -\frac{1}{R_1}u_{i1} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)u_- - \frac{1}{R_2}u_1 = 0 \quad (5-1-1)$$

$$\text{对 } u_+ \text{ 节点: } -\frac{1}{R_1}u_{i2} + \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)u_+ - \frac{1}{R_2}u_2 = 0 \quad (5-1-2)$$

$$\text{对 } u_1 \text{ 节点: } -\frac{1}{R_2}u_- + \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{kR_2}\right)u_1 - \frac{1}{kR_2}u_2 - \frac{1}{R_2}u_o = 0 \quad (5-1-3)$$

$$\text{对 } u_2 \text{ 节点: } -\frac{1}{R_2}u_+ + \left(\frac{2}{R_2} + \frac{1}{kR_2}\right)u_2 - \frac{1}{kR_2}u_1 = 0 \quad (5-1-4)$$

式(5-1)减式(5-2)得

$$u_1 - u_2 = -\frac{R_2}{R_1}(u_{i1} - u_{i2})$$

式(5-3)减式(5-4)得

$$\frac{1}{R_2}u_o = \left(\frac{2}{R_2} + \frac{2}{kR_2}\right)(u_1 - u_2)$$

故

$$u_o = 2\left(1 + \frac{1}{k}\right)\frac{R_2}{R_1}(u_{i2} - u_{i1})$$

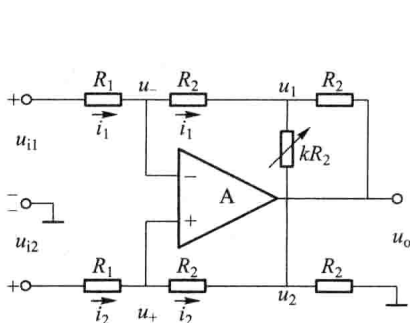


图 5-1

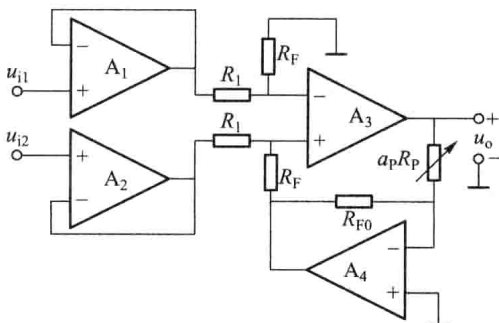


图 5-2

【例 5-2】 增益线性调节的差动运算放大器如图 5-2 所示,试写其增益表达式。

解:对运放  $A_3$  而言

$$u_{+3} = \frac{R_F}{R_1 + R_F}u_{i2} - \frac{R_1}{R_1 + R_F} \cdot \frac{R_{F0}}{a_p R_p}u_o$$

$$u_{-3} = \frac{R_F}{R_1 + R_F}u_{i1}$$

因为  $u_{+3} = u_{-3}$ ,

$$\frac{R_F}{R_1 + R_F}u_{i2} - \frac{R_1}{R_1 + R_F} \cdot \frac{R_{F0}}{a_p R_p}u_o = \frac{R_F}{R_1 + R_F}u_{i1}$$

故

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = \frac{u_o}{u_{i2} - u_{i1}} = \frac{a_p R_p R_F}{R_1 R_{F0}}$$

由上式可知当电位器  $R_p$  为线性电位器时,  $A_u$  与  $a_p R_p$  的值之间呈线性关系。

【例 5-3】 电路如图 5-3 所示,各集成运放  $A_1$  和  $A_2$  均为理想运放。试推导输出电压  $u_o$ , 以及  $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  的表达式。

解:在图 5-3 所示电路中两个集成运放  $A_1$  和  $A_2$  都接成反比例电路的形式。但  $A_1$  的负反馈电路中有两个电阻  $R_2$  和  $R_3$ , 集成运放  $A_2$  的反相输入端从  $R_2$  和  $R_3$  之间的 M 点获取信号, 因此  $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  均与  $u_i$  反相。

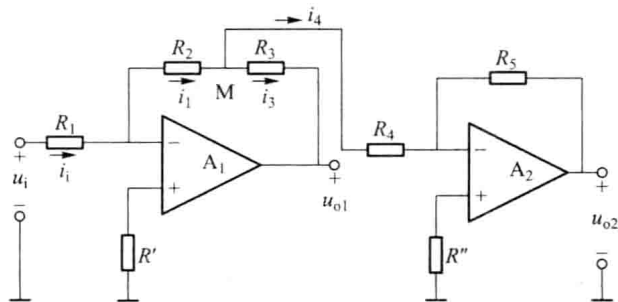


图 5-3

另外,由于从两个电阻  $R_2$  和  $R_3$  之间的 M 点有一个电流  $i_4$  流到后一级集成运放  $A_2$  的反相输入端,因此  $u_{o1}$  不仅与本级的参数有关,而且也与第二级的参数有关。所以,应该运用“虚短”和“虚断”的基本概念,并结合电路的实际情况来分析第一级的输出电压  $u_{o1}$ 。

由于  $A_1$  利用“虚短”和“虚断”的概念可知  $i_1 = i_i$ ,

所以

$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_M}{R_2}$$

故

$$u_M = -\frac{R_2}{R_1} u_i$$

对于 M 点,可列出以下节点方程:

$$i_1 - i_3 - i_4 = 0$$

又由于  $A_2$  的反相输入端也“虚地”,即可认为该点的电位也为零,

故上式成为

$$-\frac{u_M}{R_2} - \frac{u_M - u_{o1}}{R_3} - \frac{u_M}{R_4} = 0$$

整理上式可得

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right) u_M = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3}{R_4}\right) u_i$$

由于  $A_2$  组成典型的反相输入比例电路,

故

$$u_o = -\frac{R_5}{R_4} u_M = \frac{R_2 R_5}{R_1 R_4} u_i$$

**【例 5-4】** 电路如图 5-4 所示,  $R_p$  为电位器,  $R_p = R_3 + R_4$ 。

(1) 写出  $u_o$  与  $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$  的运算关系式。

(2) 当  $R_p$  的滑动端在最上端时,若  $u_{i1} = 10 \text{ mV}$ ,  $u_{i2} = 20 \text{ mV}$ ,则  $u_o$  值为多少?

(3) 若  $u_o$  的最大幅值为  $\pm 14 \text{ V}$ ,输入电压最大值  $u_{i1\max} = 10 \text{ mV}$ 、 $u_{i2\max} = 20 \text{ mV}$ ,它们的最小值均为 0,则为了保证集成运放工作在线性区,  $R_3$  的最大值为多少?

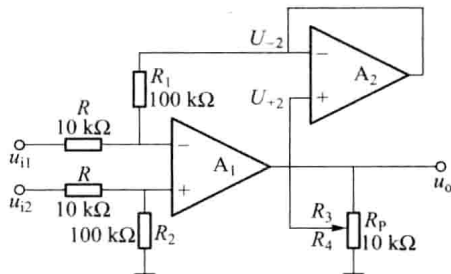


图 5-4

**解:** (1) 利用“虚断”和“虚短”得:

$$\begin{cases} u_{-2} = u_{+2} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_o = \frac{R_4}{R_p} u_o \\ u_{-2} = u_{+2} = \frac{100 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} (u_{i2} - u_{i1}) \end{cases}$$

(第一级构成相减器)

$$\text{求解得} \quad u_o = 10 \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) (u_{i2} - u_{i1}) = 10 \frac{R_p}{R_4} (u_{i2} - u_{i1})$$

(2) 将  $u_{i1} = 10 \text{ mV}$ ,  $u_{i2} = 20 \text{ mV}$  代入上式, 得  $u_o = 100 \text{ mV}$ (3) 由题中所给参数可知:  $(u_{i2} - u_{i1})$  的最大值为  $u_{i2\max} - u_{i1\min} = (20 - 0) \text{ mV} = 20 \text{ mV}$ , 若  $R_4$  为最小值, 则可以保证集成运放工作在线性区。 $(u_{i2} - u_{i1}) = 20 \text{ mV}$ , 集成运放的输出电压应为  $+14 \text{ V}$ , 写成表达式为

$$u_o = 10 \frac{R_p}{R_{4\min}} (u_{i2} - u_{i1}) = 10 \frac{10 \times 10^3}{R_{4\min}} \times 20 \times 10^{-3} \text{ V} = 14 \text{ V}$$

故  $R_{4\min} \approx 143 \Omega$ ,  $R_{3\max} = R_p - R_{4\min} \approx (10 - 0.143) \text{ k}\Omega \approx 9.86 \text{ k}\Omega$ **【例 5-5】** 电路如图 5-5 所示, 写出该电路的  $u_o$  与  $u_i$  的关系式。

解: 由电路组成可知,  $A_2$  构成积分器, 该电路是一个用积分电路作为反馈回路的放大电路, 整个电路是一个电压并联负反馈电路, 利用“虚短”和“虚断”可得

$$i_1 = i_2$$

$$\frac{u_i}{R_1} = -\frac{u_{o2}}{R_2}$$

又有

$$u_{o2} = -\frac{1}{RC} \int u_o dt$$

故

$$u_o = -\frac{R_2 RC du_i}{R_1 dt}$$

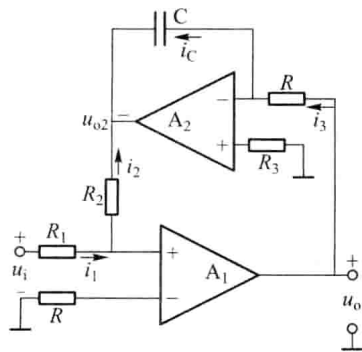


图 5-5

可见该电路实现的是由  $A_2$  构成积分器的逆运算, 即微分运算。这种方法具有普遍意义, 如用乘法器作为反馈支路可构成除法器, 用乘方运算电路作为反馈支路可构成开方运算电路等均源于这一思想。

**【例 5-6】** 图 5-6(a) 所示为一医学仪器用的微电极放大器原理电路图。其中  $C_M$  为输入端各种分布电容的总等效电容。试求:

- (1) 电路的闭环电压放大倍数  $A_u = u_o/u_i$  的值;
- (2) 电路的总输入电容  $C_i$  的值, 并讨论  $C$  的作用。

解: (1) 该电路可等效为图 5-6(b) 所示电路。

$$u_o = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} u_i = A_u u_i$$

式中

$$A_u = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3}$$

(2)

$$i_c = \frac{u_i - u_o}{\frac{1}{j\omega C}} = \frac{u_i - A_u u_i}{\frac{1}{j\omega C}} = u_i (1 - A_u) j\omega C$$

$$\frac{1}{j\omega C_F} = \frac{u_i}{i_c} = \frac{1}{(1 - A_u) j\omega C}$$

可见  $C$  折合到输入端的等效电容为  $C_F$ ,  $C_F = (1 - A_u) C$ 放大电路的输入电容  $C_i = C_M + C_F = C_M + (1 - A_u) C$

由上述求解所得可见,当  $A_u > 1$  时,  $C_F = (1 - A_u)j\omega C$  为负电容,且在  $|C_F| = C_M$  时,  $C_i = 0$ 。可见适当调节  $A_u$ ,可降低  $C_i$ ,有助于整个仪器的高频性能提高。因此,该放大电路通过改变电压增益  $A_u$ ,可补偿分布电容  $C_M$  的影响,使频带展宽;也可以在不改变  $A_u$  的情况下,改变  $C$  来补偿  $C_M$ 。

当然  $A_u$  应大于 1。不过,  $C_M$  是一个分布参数,用集中参数的元件,电路很难把它完全补偿掉,只可能尽量削弱它的影响。

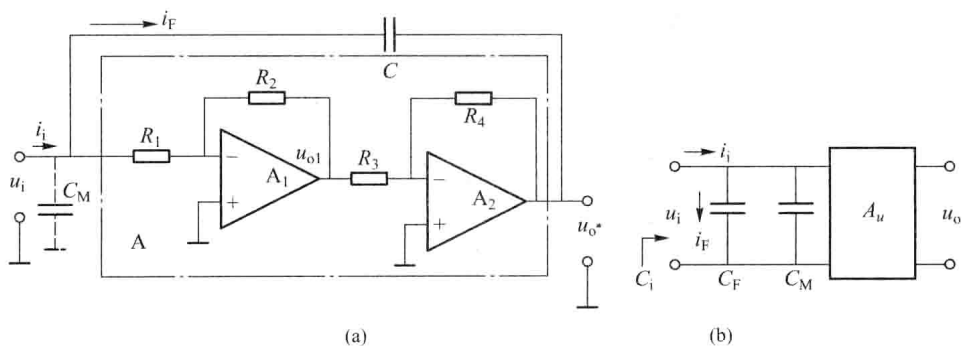


图 5-6

【例 5-7】 图 5-7 所示电路是由理想运放  $A_1$  和  $A_2$  组成的半导体晶体管  $\beta$  值测量电路。设晶体管 T 为硅管,电源电压和各电阻均为已知。

- (1) 试标出 e、b、c 各点电压的大致数值。
- (2) 试求被测晶体管的  $\beta$  值。

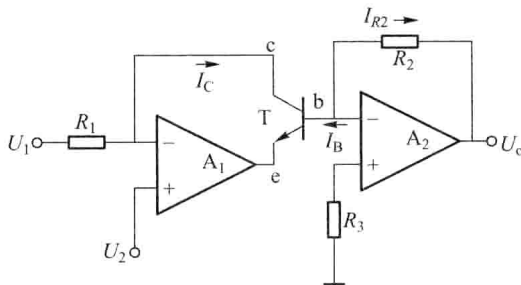


图 5-7

解:这是一个运用“虚短”、“虚断”概念的问题。

(1) 求晶体管 e、b、c 各点电压:对于  $A_1$  输入端有  $U_{+1} = U_{-1}$ ,因而可得晶体管 T 的集电极电压

$$U_C = U_2$$

对于  $A_2$  输入端有  $U_{+2} = U_{-2} = 0$ ,由此可求出

$$U_B = U_{+2} = U_{-2} = 0$$

则

$$U_E = U_B - 0.7 = -0.7 \text{ V}$$

(2) 求  $\beta$ :考虑到流入运放输入端的电流为零,有

$$I_{R1} = I_C = \frac{U_1 - U_2}{R_1}$$

$$I_B = I_{R2} = \frac{U_O}{R_2}$$

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{U_1 - U_2}{U_0} \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

本题是由运放组成的放大电路,基本解题思路与其他运放电路类似。利用理想运放的特点,求出各结点电压、电流的关系,自然就会将输出电压和晶体管增益倍数联系起来。

【例 5-8】 电路如图 5-8 所示,  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_3$  的特性完全相同,  $\beta > 60$ 。

- (1) 求  $I_1$ 、 $I_2$  的值;
- (2) 若  $I_3 = 0.2 \text{ mA}$ , 试求  $R_3$ 。

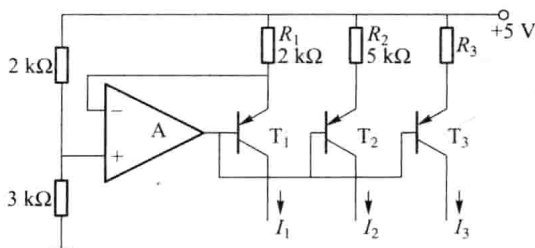


图 5-8

分析 本题的关键是算出  $T_1$  管的发射极电位,继而求得  $I_1$ 、 $I_2$  和  $R_3$  的值。

解:(1) 因为 A 接入负反馈,故工作在线性区,“虚短”条件成立,

故

$$U_+ = 5 \times \frac{3}{3+2} \text{ V} = 3 \text{ V}$$

$$U_{E1} = U_+ = 3 \text{ V}$$

$$I_{E1} = \frac{5-3}{2} \text{ mA} = 1 \text{ mA}$$

因为  $\beta > 60$ ,  $T_1$ 、 $T_2$  和  $T_3$  构成比例电流源,且有  $I_C \approx I_E = 1 \text{ mA}$ ,故

$$I_1 \approx I_{E1} = 1 \text{ mA}$$

$$I_2 \approx I_{E2} \approx \frac{2}{5} I_{E1} = 0.4 \text{ mA}$$

$$(2) I_3 \approx I_{E3} \approx I_{E1} \cdot \frac{2}{R_3} = 0.2 \text{ mA}$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega$$

本题看似简单,但涉及到很多基本概念,诸如负反馈的判断,熟练掌握比例电流源电流之间的关系。 $\beta > 60 \gg 2$  才能应用比例电流源电流之间的关系,且  $\beta > 60$  才有  $I_C \approx I_E$  的关系成立。

【例 5-9】 在图 5-9 所示电路中,已知  $u_{i1} = 4 \text{ V}$ ,  $u_{i2} = 1 \text{ V}$ ,回答下列问题:

- (1) 当开关 S 闭合时,分别求解 A、B、C、D 点和  $u_o$  的电位。
- (2) 设  $t=0$  时 S 打开,问经过多长时间  $u_o = 0$ ?

分析 B、C 两点对  $u_{i1}$ 、 $u_{i2}$  具有跟随效应,从而求 A 和 D 的对地电位;而  $A_3$  构成反相积分器,  $A_4$  构成差动输入的比例放大电路,直接代入基本公式即可求得结果。

解:(1) 设  $A_3$  的输出为  $u_{o3}$ , A 到 D 的电流  $i$  自上而下。

则

$$u_B = u_{i1} = 4 \text{ V}$$

$$u_C = u_{i2} = 1 \text{ V}$$



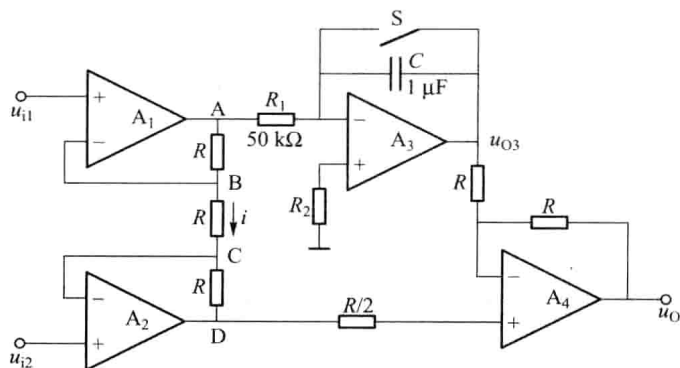


图 5-9

$$i = \frac{u_B - u_C}{R} = \frac{3}{R}$$

$$u_A = Ri + u_B = 7 \text{ V}$$

$$u_D = -Ri + u_C = -2 \text{ V}$$

S 闭合时,  $u_{O3} = 0$ , 则  $u_O = 2u_D = -4 \text{ V}$

(2) 由叠加原理得  $u_A = 0$  时:

$$u'_O = \left(1 + \frac{R}{R}\right) u_D = 2u_D = -4 \text{ V}$$

$u_D = 0$  时:

$$u_{O3} = -\frac{1}{R_1 C} \int u_A dt = -\frac{7}{R_1 C} t = -140 t$$

$$u''_O = -u_{O3} = 140 t$$

$$u_O = u'_O + u''_O = 2u_D + \frac{1}{R_1 C} \int u_A dt = -4 + 140 t$$

$$t = \frac{4}{140} \text{ s} = 28.6 \text{ ms}$$

**【例 5-10】** 电路如图 5-10 所示, 可使输入电容  $C_i$  比  $C$  扩大若干倍, 假设集成运放满足理想化条件, 试求输入电容的表达式。

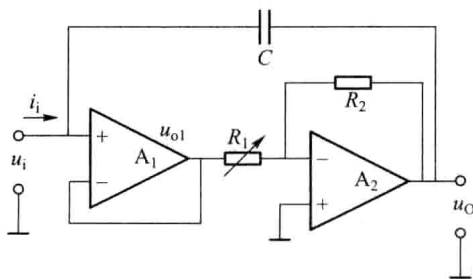


图 5-10

解:  $u_O = -\frac{R_2}{R_1} u_i$

$$i_c = \frac{u_i - u_o}{\frac{1}{j\omega C}} = \frac{u_i + \frac{R_2}{R_1} u_i}{\frac{1}{j\omega C}} = u_i (1 + A_u) j\omega C$$

$$\frac{1}{j\omega C_i} = \frac{u_i}{i_c} = \frac{1}{(1 + A_u) j\omega C}$$

$$C_i = (1 + A_u) C$$

此电路使  $C_i$  扩大若干倍的实质是使  $u_o$  与  $u_i$  之间有较强的电位差, 以产生较大的输入电流, 相当于有较大输入电容。

【例 5-11】 试求图 5-11 所示电路的输入阻抗表达式, 并说明该电路有何功能。

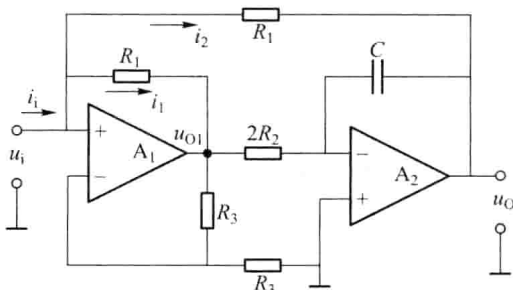


图 5-11

解: 根据输入阻抗的定义  $Z_i = \frac{u_i}{i_i}$ , 先求  $i_i = i_1 + i_2$ ,

则

$$i_1 = \frac{u_i - u_{O1}}{R_1} = \frac{u_i - \frac{R_3 + R_3}{R_3} u_i}{R_1} = -\frac{1}{R_1} u_i$$

$$i_2 = \frac{u_i - u_o}{R_1} = \frac{u_i + \frac{1}{j\omega 2R_2 C} u_{O1}}{R_1} = \frac{u_i + \frac{2}{j\omega 2R_2 C} u_i}{R_1} = \frac{u_i \left( 1 + \frac{1}{j\omega R_2 C} \right)}{R_1}$$

故

$$i_i = i_1 + i_2 = -\frac{1}{R_1} u_i + \frac{u_i \left( 1 + \frac{1}{j\omega R_2 C} \right)}{R_1} = \frac{u_i}{j\omega R_1 R_2 C}$$

$$Z_i = \frac{u_i}{i_i} = j\omega R_1 R_2 C = j\omega L_r$$

其中  $L_r = R_1 R_2 C$

该电路是由运放组成的回转器, 使输入阻抗具有电感特性, 若将电路中电容  $C$  转换为电感  $L_r$ , 则输入阻抗具有电感特性。

【例 5-12】 一电流放大器电路如图 5-12 所示, 试求运放输出电流  $i_o$  对输入电流  $i_s$  的函数表达式。

解: 由理想运放条件得:  $i_s = i_f$ ;

对输出端有:  $i_f + i_o = i_R$

又因为:

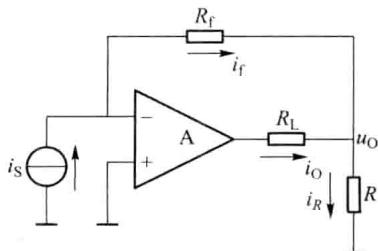


图 5-12

$$\begin{cases} u_o = -i_f R_f = i_R R \\ i_s = -\frac{u_o}{R_f} \\ i_R = \frac{u_o}{R} \end{cases}$$

所以

$$i_o = i_R - i_s = \frac{u_o}{R} - i_s = \frac{-i_f R_f}{R} - i_s = \frac{-i_s R_f}{R} - i_s = -i_s \left( \frac{R_f}{R} + 1 \right)$$

上式说明, 输出电流  $i_o$  与输入电流  $i_i$  成比例, 而且比例系数可以远大于 1, 即该电路可实现电流放大。

【例 5-13】 电路如图 5-13 所示, 已知运放均为理想运放, 且不考虑初始条件, 试写出  $u_o$  与  $u_i$  之间的表达式  $u_o = f(u_i)$ 。

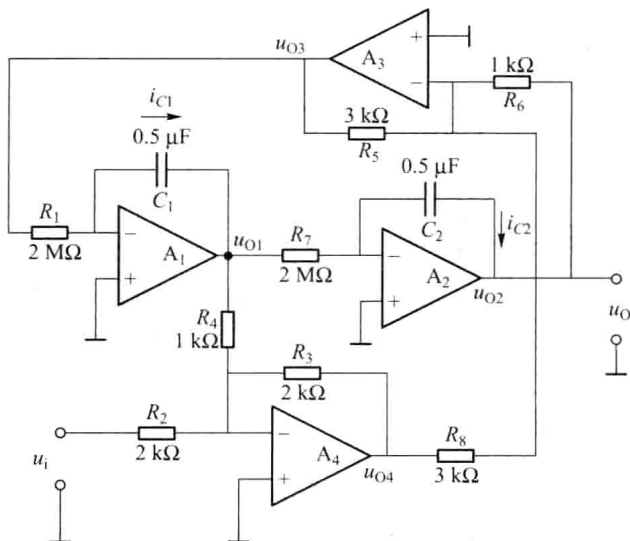


图 5-13

解: 根据电路列方程:

$$\text{对 } A_1: \quad i_{C1} = -C_1 \frac{du_{O1}}{dt} = -5 \times 10^{-7} \frac{du_{O1}}{dt} \quad (5-13-1)$$

$$u_{O3} = R_1 i_{C1} = -R_1 C_1 \frac{du_{O1}}{dt} = -\frac{du_{O1}}{dt} \quad (5-13-2)$$

$$\text{对 } A_2: \quad i_{C2} = -C_2 \frac{du_{O2}}{dt} = -5 \times 10^{-7} \frac{du_o}{dt} \quad (5-13-3)$$

$$u_{O1} = R_7 i_{C2} = -\frac{du_o}{dt} \quad (5-13-4)$$

$$\text{对 } A_3: \quad u_{O3} = -\frac{R_5}{R_6} u_o - \frac{R_5}{R_8} u_{O4} = -3u_o - u_{O4} \quad (5-13-5)$$

$$\text{对 } A_4: \quad u_{O4} = -\frac{R_3}{R_2} u_i - \frac{R_3}{R_4} u_{O1} = -u_i - 2u_{O1} \quad (5-13-6)$$

式(5-13-6)代入式(5-13-5)得:

$$u_{O3} = -3u_o + u_i + 2u_{O1} \quad (5-13-7)$$

式(5-13-2)、(5-13-4)代入式(5-13-7)并整理得  $\frac{d^2 u_o}{dt^2} + 2 \frac{du_o}{dt} + 3u_o = u_i$

## 2. 集成运放组成的交流耦合放大电路分析与设计

集成运放组成的交流放大电路中,运放工作于线性区,因此仍然利用“虚短”和“虚断”的概念进行分析,但采用的是频域分析法。集成运放交流放大电路的下限频率  $f_L$  受耦合电容容量大小影响;上限频率  $f_H$  由集成运放单位增益带宽 GBW 和电路的通带增益决定。

**【例 5-14】** 试用理想集成运算放大器构成图 5-14 所示的反相小信号交流放大电路,要求最低允许工作频率 300 Hz,电压增益 20 dB,输入电阻 1.2 k $\Omega$ ,试确定  $C_1$ 、 $R_1$ 、 $R_f$  的大小。

**解:** 由图可得  $R_i = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $\dot{A}_{uf} = R_f/R_1$ 。

所以可以确定

$$R_f = |\dot{A}_{uf}| R_1 = 12 \text{ k}\Omega$$

根据最低工作频率  $f_L$  可得

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_L R_1} = 0.44 \times 10^{-6} \text{ F} = 0.44 \text{ }\mu\text{F}$$

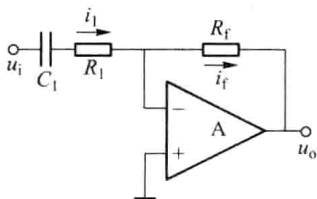


图 5-14

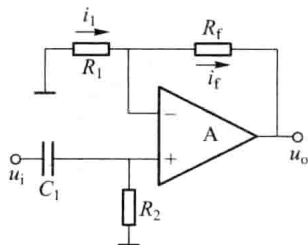


图 5-15

**【例 5-15】** 试用集成运放  $\mu\text{A741}$  构成图 5-15 所示同相小信号交流放大电路,要求工作频带 100 Hz ~ 5 kHz,电压放大倍数 15 倍,输入电阻 10 k $\Omega$ ,试确定  $C_1$ 、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_f$  的大小;若输入电压  $u_i = 0.5 \text{ V}$ ,为使输出电压不产生失真,试确定电源电压的大小,并核算  $\mu\text{A741}$  能否满足电路的要求。(注意:  $\mu\text{A741}$  的单位增益带宽积  $BW_G = 1 \text{ MHz}$ ,压摆率  $S_R = 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$ )。

**解:** 已知  $R_i = 10 \text{ k}\Omega$ ,根据  $R_i = R_2$ ,可得  $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$ 。由电压放大倍数为 15 倍和电阻平衡可得下列方程组

$$\begin{cases} 1 + \frac{R_f}{R_1} = 15 \\ \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} = R_2 = 10 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

求解该方程组可得,  $R_f = 150 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 10.7 \text{ k}\Omega$ 。

根据下限频率  $f_L = 100 \text{ Hz}$ ,可得

$$C_1 \geq \frac{1}{2\pi f_L R_2} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10 \times 10^3} \text{ F} = 0.159 \times 10^{-6} \text{ F} = 0.159 \text{ }\mu\text{F}$$

由于

$$U_{om} = |\dot{A}_{uf}| U_{im} = 15 \times 0.5 \text{ V} = 7.5 \text{ V},$$

故要求  $U_{CC} = U_{EE} > 7.5 \text{ V}$ 。为留有管压降,可取电源电压为  $\pm 12 \text{ V}$ 。

增益带宽积:  $|\dot{A}_{af}| BW_f = 15 \times 5 \text{ kHz} = 75 \text{ kHz} < BW_G = 1 \text{ MHz}$

电路所需压摆率:  $2\pi f_H U_{om} = 2\pi \times 5 \times 10^3 \times 7.5 \text{ V/S} = 0.2355 \text{ V}/\mu\text{s} < 0.5 \text{ V}/\mu\text{s}$

可见,  $\mu\text{A}741$  运放满足该电路要求。

注意: 该例题中的高频响应和压摆率概念, 同样适用于直接耦合放大电路。

### 3. 乘法器电路分析

分析由模拟乘法器组成的各种运算电路时均设模拟乘法器为理想器件, 理想模拟乘法器应具备的条件为: ①  $R_{i1}$ 、 $R_{i2}$  均为无穷大; ②  $R_o$  为零; ③  $k$  值不随信号幅度、频率而变化; ④ 当  $u_x$  或  $u_y$  为零时,  $u_o$  为零; ⑤ 电路没有失调电压、失调电流和噪声。其传递函数为  $u_o = ku_x u_y$ , 其中  $k$  为常数, 量纲为“ $1/\text{V}$ ”, ⑥ 信号大小不超出乘法器动态范围。

【例 5-16】 电路如图 5-16 所示, 设  $A_1$ 、 $A_2$  为理想运放, 乘法器的  $k = -0.1$ , 写出  $u_o = f(u_{i1}, u_{i2})$  的表达式。

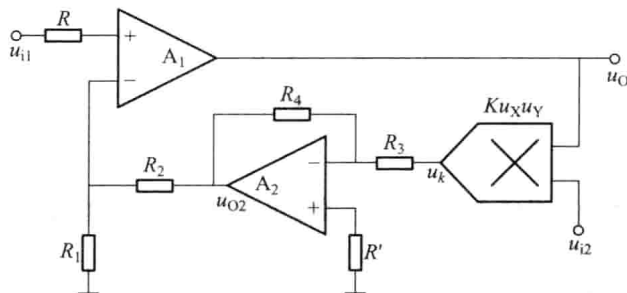


图 5-16

解: 乘法器的输出为:  $u_k = -0.1 u_{i2} u_o$

$A_2$  组成反相比例放大器, 其输出为:  $u_{o2} = -\frac{R_4}{R_3} (-0.1 u_{i2} u_o)$

对  $A_1$ , 利用理想运放的特性的特点, 得:

$$u_{i1} = u_+ = u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \left[ -\frac{R_4}{R_3} \cdot (-0.1 u_{i2} u_o) \right]$$

$$u_o = 10 \left( \frac{R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{R_3}{R_4} \cdot \frac{u_{i1}}{u_{i2}}$$

【例 5-17】 以理想运放和模拟乘法器为基本单元设计一个能实现  $u_o = K\sqrt{u_x^2 + u_y^2}$  的电路, 并验证之。

解: 由计算公式  $u_o = K\sqrt{u_x^2 + u_y^2}$  可知, 需要设计的电路必须实现平方、求和、开方和比例四种运算。平方和开方运算采用模拟乘法器实现, 求和运算与比例运算采用集成运放和相应的电阻实现。设计的电路如图 5-17 所示。为使电路能够正常工作, 电路采用三个同相乘法器, 即乘法系数  $K$  为正数, 同时为避免电路发生“锁定现象”, 运放的输出串联一个二极管  $D$ 。

证明过程如下: 对图 5-17 电路列下方程组

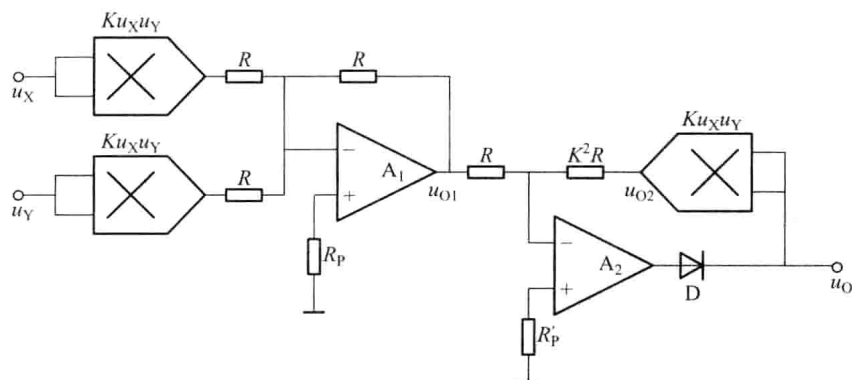


图 5-17

$$\begin{cases} u_{O1} = -K(u_X^2 + u_Y^2) \\ \frac{u_{O1}}{R} = -\frac{u_{O2}}{K^2 R} \\ u_{O2} = Ku_0^2 \end{cases}$$

解方程得:  $u_0 = K\sqrt{u_X^2 + u_Y^2}$

\*【例 5-18】 由乘法器组成电平自动控制的电路如图 5-18 所示,试说明其工作原理。

- (1) 试推导  $u_0$ 、 $u_{O1}$  与  $u_i$  之间的关系。
- (2) 试说明电平自动控制的原理。

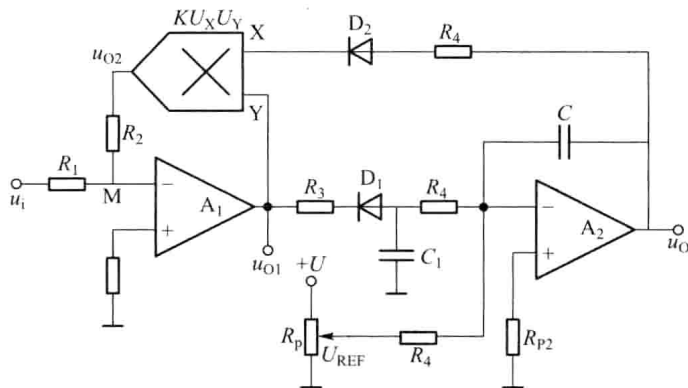


图 5-18

解:(1) 由图可知  $A_1$  和乘法器构成二象限除法器,对于节点 M 有

$$u_{O2} = -\frac{u_i R_2}{R_1}$$

考虑到模拟乘法器的功能  $u_{O2} = Ku_X u_{O1}$ , 且  $u_X = u_0$

则

$$u_{O1} = -\frac{R_2}{KR_1} \cdot \frac{u_i}{u_X} = -\frac{R_2}{KR_1} \cdot \frac{u_i}{u_0}$$

这里只有在  $u_Y = u_X = u_0$  为正时,才能保证  $A_1$  工作于负反馈状态(而  $u_i$  的极性同样可正可负),因而由乘法器和  $A_1$  构成的也是一个二象限除法器。

(2) 电平自动控制原理



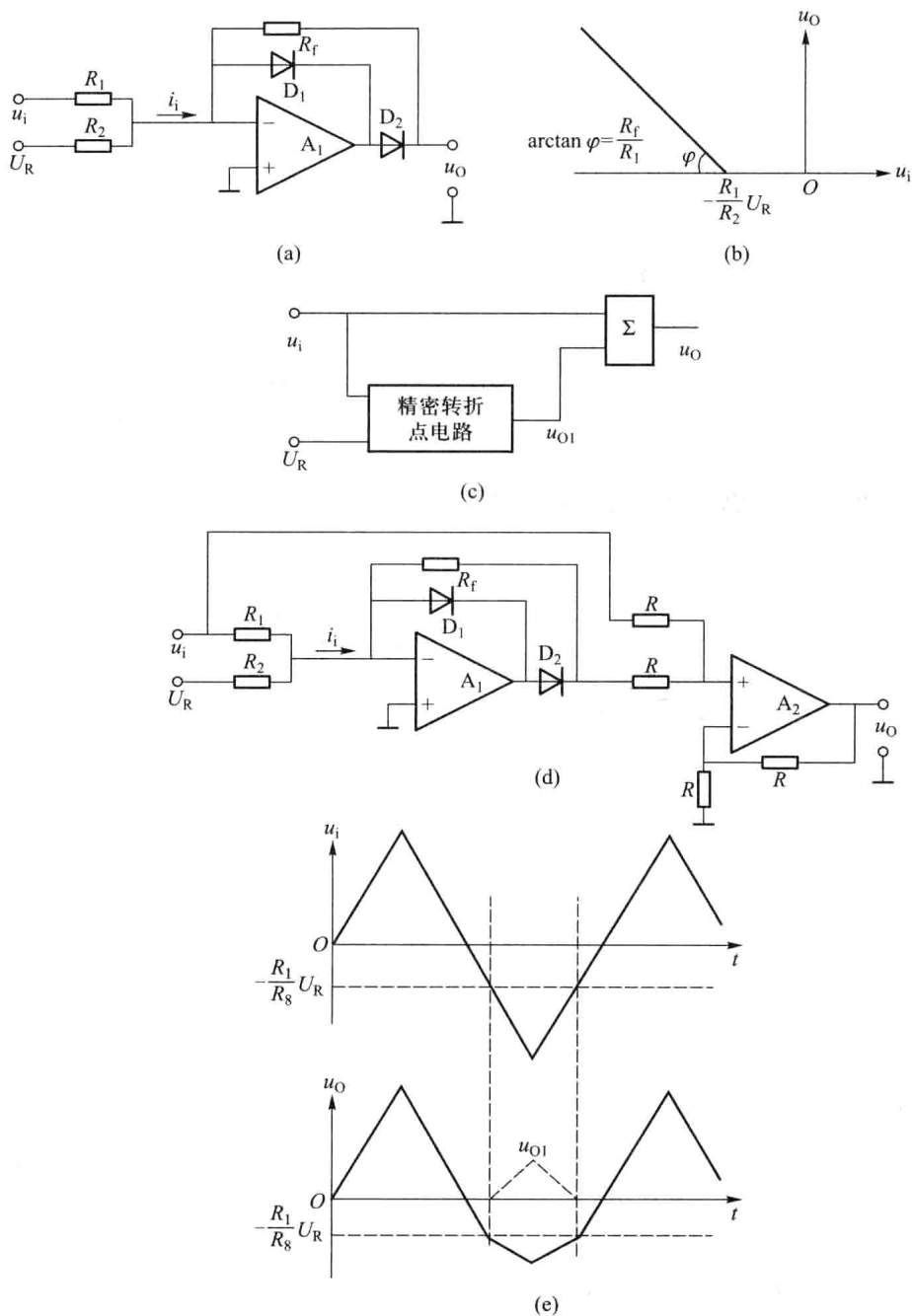


图 5-20

**解:**图 5-20(a) 电路可以看成是由两个电阻构成的无源加法器和一个精密整流电路构成。从前面对精密整流电路的分析可知,此电路当输入信号产生的输入电流为正( $i_i > 0$ , 流向运放的反相输入端)时,输出为 0;而输入电流为负( $i_i < 0$ )时,输出电压等于该电流与反馈电阻  $R_f$  的乘积,即  $u_O = -i_i R_f$ 。

考虑到运放反相输入端为虚地,输入电流为:

$$i_i = \frac{u_i}{R_1} + \frac{U_R}{R_2},$$



由条件  $i_1 < 0$  得

$$\frac{u_i}{R_1} + \frac{U_R}{R_2} < 0,$$

即

$$u_i < -\frac{R_1}{R_2} U_R$$

所以

$$u_o = \begin{cases} 0 & u_i \geq -\frac{R_1}{R_2} U_R \\ -\frac{R_f}{R_1} u_i - \frac{R_f}{R_2} U_R & u_i < -\frac{R_1}{R_2} U_R \end{cases}$$

图 5-20(b) 表示的就是精密转折点电路的电压传输特性。由于精密转折点电路可以设定转折点的位置(电压)以及转折后的斜率(增益),所以可以用这个电路构成折线函数信号。图 5-20(c) 表示这种电路的结构原理,图 5-20(d) 为电路图,图 5-20(e) 为输出波形。其输入是一个正负对称的三角波,由于输出是输入与精密转折点电路输出的线性叠加,所以三角形的底部(低于转折阈值部分)受到精密转折点电路输出的影响而改变斜率。显然,采用多个精密转折点电路并合理安排它们的转折阈值和增益,可以形成所需要的某些函数波形。

**【例 5-21】** 某系统内需要一个传输特性如图 5-21(a) 所示的电路,试用集成运算放大器及必要的元器件组成这一电路,并计算元件参数。设计时可设各器件为理想特性。

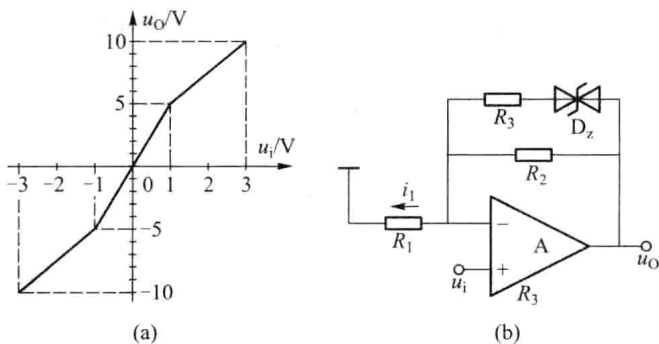


图 5-21

**解:** 由图 5-21(a) 可见,该电路具有分段线性的传输特性曲线。这表明所设计的电路,其传递函数表达式应与  $u_o$  大小有关。

当  $|u_i| < 1$  时,曲线斜率为 5,  $u_i$  与  $u_o$  之间的关系可表示为:  $u_o = 5u_i$ 。

当  $1 \leq |u_i| < 3$  时,曲线斜率为 2.5,  $u_i$  与  $u_o$  之间的关系可表示为:

$$u_o = \begin{cases} -5 + 2.5(u_i + 1) = -2.5 + 2.5u_i & (u_i \leq -1 \text{ V}) \\ 5 + 2.5(u_i - 1) = 2.5 + 2.5u_i & (u_i \geq 1 \text{ V}) \end{cases}$$

从图 5-21(a) 所示传输特性曲线可见,  $u_i$  与  $u_o$  同相。所以应选同相输入比例运算电路用作所设计电路的基本电路,考虑到  $u_o > +5\text{V}$  或  $u_o < -5\text{V}$  后,特性曲线斜率改变,可以选用一只双向硅稳压管(串联一只电阻)让其击穿后,与原来的反馈电阻相并联,以改变反馈系数。由这一设计思路可设计出如例图 5-21(b) 所示的电路。

参数计算过程如下:

(1)  $D_z$  的稳定电压计算:

由于电路需要在  $u_i = +1 \text{ V}$ ,  $u_o = +5 \text{ V}$  或  $u_i = -1 \text{ V}$ ,  $u_o = -5 \text{ V}$  时,使  $D_z$  开始出现击穿,故

可得

$$\begin{cases} U_Z = u_o - u_{bi} = u_o - u_i = (5 - 1) \text{ V} = 4 \text{ V} \\ U_Z = u_o - u_i = [-5 - (-1)] \text{ V} = -4 \text{ V} \end{cases}$$

故  $D_Z$  的稳定电压应该为  $\pm 4 \text{ V}$ 。

(2) 电阻计算:

$D_Z$  击穿前, 因  $u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_i = 5u_i$  故

$$R_2 = 4R_1$$

$D_Z$  击穿后

$$\begin{aligned} \frac{u_i}{R_1} &= \frac{u_o - u_i}{R_2} + \frac{u_o - U_Z - u_i}{R_3} \\ \frac{u_i}{R_1} &= \frac{u_o - u_i}{R_2} + \frac{u_o - 4 - u_i}{R_3} \end{aligned}$$

经整理, 并与  $u_i \leq -1 \text{ V}$  或  $u_i \geq +1 \text{ V}$  时由传输特性曲线所得的传递函数比较, 可得到:

$$R_3 = 4R_1$$

**【例 5-22】** 电路如图 5-22(a) 所示。设 A 为理想的运算放大器, 稳压管  $D_Z$  的稳定电压等于  $5 \text{ V}$ 。

(1) 若输入信号的波形如图 5-22(b) 所示。试画出输出电压  $u_o$  的波形。

(2) 试说明本电路中稳压管  $D_Z$  的作用。

**解:** (1) 当  $|u_i| \leq 1 \text{ V}$  时, 稳压管  $D_Z$  截止, 电路的电压增益

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -5$$

故输出电压  $u_o = A_{uf} u_i$

当  $|u_i| > 1 \text{ V}$  时, 稳压管  $D_Z$  导通,  $|u_o| = 5 \text{ V}$ , 电路的输出电压  $u_o$  被限制在  $-5 \text{ V} \sim +5 \text{ V}$  之间, 即  $|u_o| < 5 \text{ V}$ 。

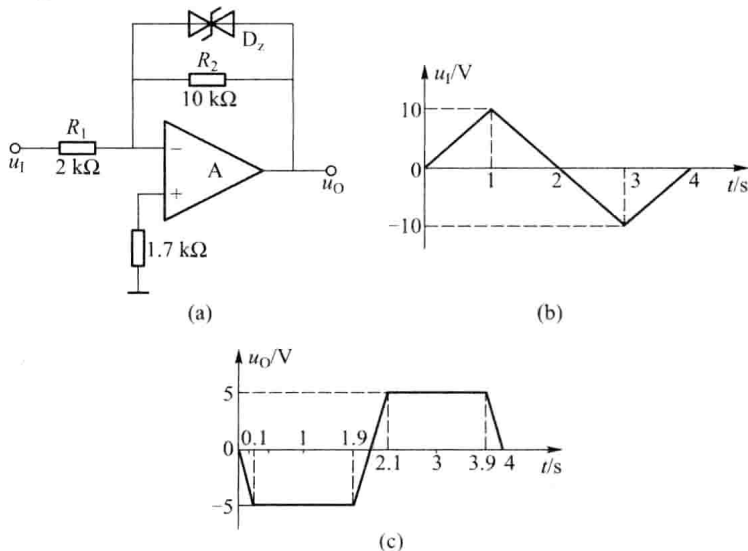


图 5-22

根据以上分析,可画出  $u_o$  的波形图,如图 5-22(c) 所示。

(2) 由以上的分析可知,当输入信号较小时,电路能线性放大;当输入信号较大时稳压管  $D_Z$  起限幅的作用。

**【例 5-23】** 图 5-23(a) 所示电路为一他激式锯齿波发生器电路,设 A 为理想运放,场效应管 T 起着开关作用,即  $u_i$  为高电平时, T 相当于闭合的开关,  $u_i$  为低电平时, T 相当于断开的开关。试定性画出在图示  $u_i$  作用下输出电压  $u_o$  的波形。

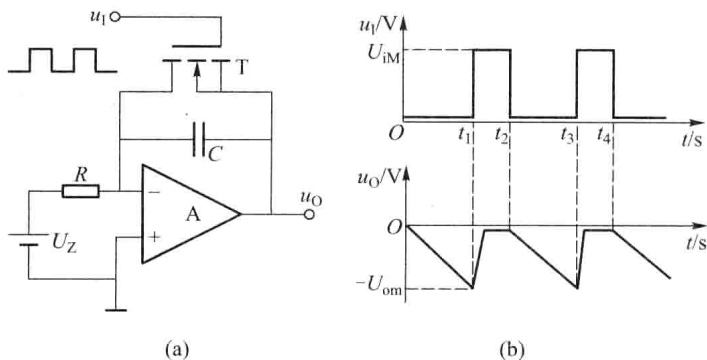


图 5-23

**解:** 由电路工作原理可知,当 T 断开时,  $R$ 、 $C$  形成反相积分器; T 闭合时,  $C$  被短路,  $u_o = u_- = u_+ = 0$  V。

(1) 当  $u_i$  降为 0 时,  $U_{GS} = u_i - u_o$  过小,  $i_o = 0$ , N 沟道未导通,场效应管截止,即  $u_i = 0$  时:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_Z dt = -\frac{U_Z t}{RC}$$

(2) 当  $u_i$  为高电平时, N 沟道导通,  $C$  被短路,即  $u_i = U_{iM}$  时:  $u_o \approx 0$  V (由于沟道导通电阻的存在,有一个快速上升过程)。可见输出  $u_o$  为三角波,波形如图 5-23(b) 所示。

### 5.3 习题解答

**5-1** 电路如图 P5-1 所示,试求输出电压和输入电压的关系式。

**解:** 应用叠加原理,将电路分解为如图 P5-1' 所示的反相比例放大器和同相比例放大器。

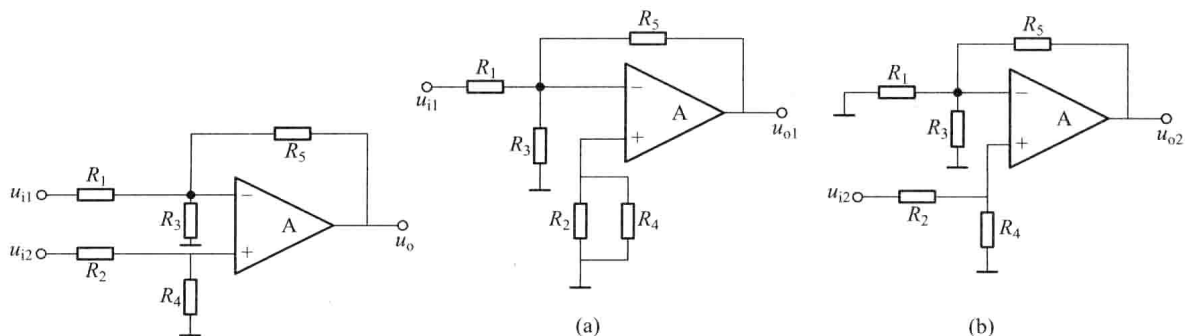


图 P5-1

图 P5-1' 题 P5-1 的分解图

(a) 反相比例放大器; (b) 同相比例放大器

可见:

$$u_{o1} = -\frac{R_5}{R_1} u_{i1}$$

$$u_{o2} = \left(1 + \frac{R_5}{R_1 // R_3}\right) \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) u_{i2}$$

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = -\frac{R_5}{R_1} u_{i1} + \left(1 + \frac{R_5}{R_1 // R_3}\right) \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) u_{i2}$$

**5-2** 理想运放组成的电路如图 P5-2(a) 所示, 设输入信号  $u_{i1}$  为 1 kHz 正弦波,  $u_{i2}$  为 1 kHz 方波, 如图 P5-2(b) 所示, 试求输出电压和输入电压的关系式及波形。

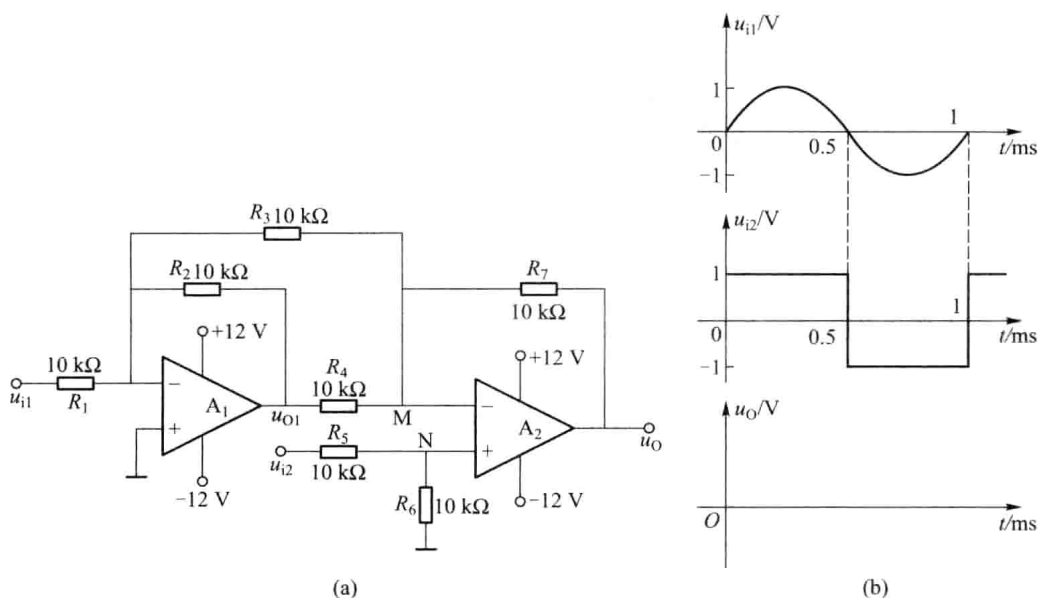


图 P5-2

(a) 电路图; (b) 波形图

**解:** 将图 P5-2 所示电路分解为两级运算, 如图 P5-2'(a)、(b) 所示。

可见

$$u_{o1} = -\frac{R_2}{R_1} u_{i1} - \frac{R_2}{R_3} u_M = -u_{i1} - u_M$$

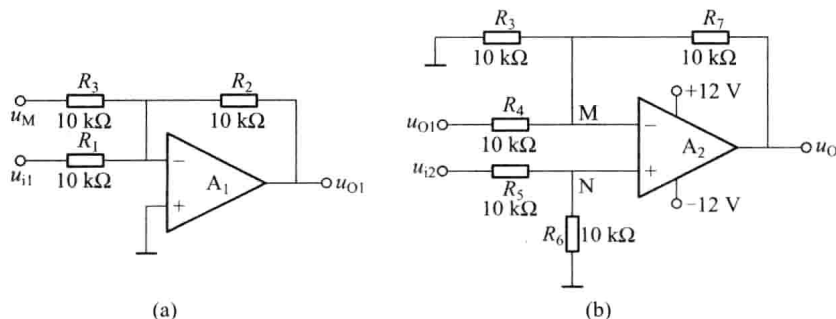


图 P5-2' 图 P5-2(a) 的分解图

式中

$$u_M = u_N = \frac{R_6}{R_5 + R_6} u_{i2} = \frac{1}{2} u_{i2}$$

故

$$u_{O1} = -u_{i1} - \frac{1}{2} u_{i2}$$

$$u_O = -\frac{R_7}{R_4} u_{O1} + \left(1 + \frac{R_7}{R_3 // R_4}\right) \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6}\right) u_{i2}$$

$$= u_{i1} + \frac{u_{i2}}{2} + \frac{3}{2} u_{i2} = u_{i1} + 2u_{i2}$$

所以得  $u_O$  波形如图 P5-2'' 所示。

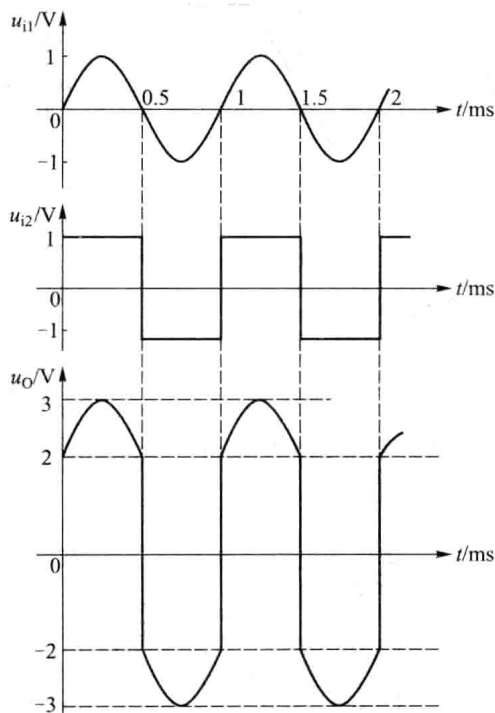


图 P5-2'' 图 P5-2 电路的输出波形

**5-3** 运放组成的电路如图 P5-3(a)、(b) 所示, 试分别画出传输特性 ( $u_O = f(u_i)$ )。若输入信号  $u_i = 5 \sin \omega t$  V, 试分别画出输出信号  $u_O$  的波形。

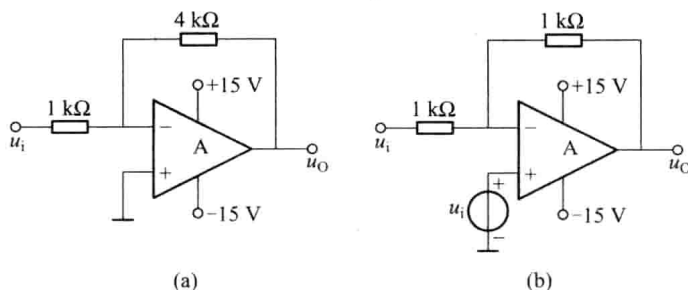


图 P5-3

**解:** 图 P5-3(a)、(b) 的传输特性分别如图 P5-3'(a)、(b) 所示, 其输出波形分别如图

P5-3''(a)、(b)所示。

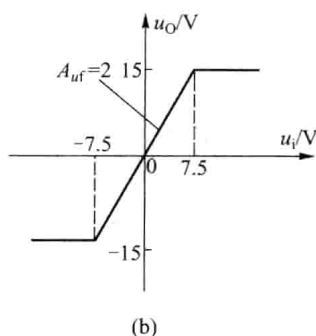
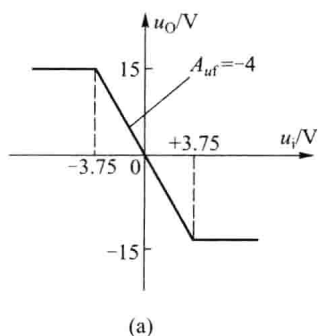


图 P5-3' 传输特性图

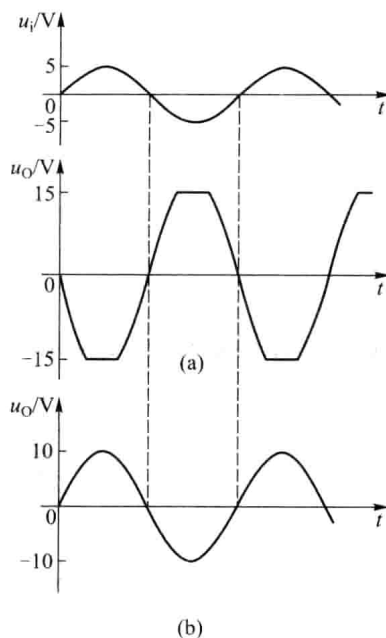


图 P5-3'' 输出波形图

(a) 产生“限幅”失真(超过输入线性范围);(b) 正常放大

**5-4** 理想运放构成的电路分别如图 P5-4(a)~(d)所示,试求图(a)~(d)电路的输出电压  $u_o$  值。

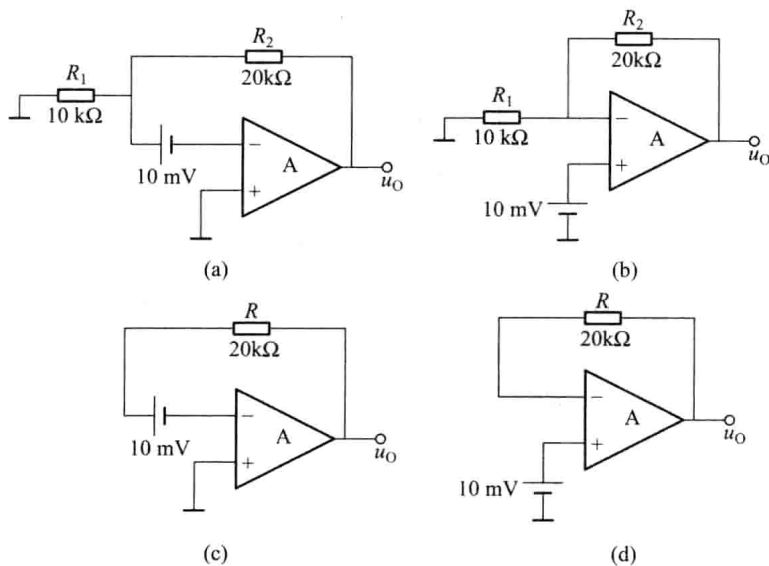


图 P5-4

解:(a) 因为

$$U_+ = U_- = 0, U_- = -10 \text{ mV} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o$$

所以

$$u_o = 10 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 30 \text{ mV}$$

$$(b) u_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times 10 \text{ mV} = 30 \text{ mV};$$

$$(c) U_+ = U_- = 0, u_o = 10 \text{ mV};$$

$$(d) u_o = 10 \text{ mV (跟随器)}。$$

**5-5** 设计一个反相相加放大器, 要求最大电阻值为  $300 \text{ k}\Omega$ , 输入输出关系为  $u_o = -(7u_{i1} + 14u_{i2} + 3.5u_{i3} + 10u_{i4})$ 。

**解:** 设计一个相加器, 要求最大电阻为  $300 \text{ k}\Omega$ , 选择电路如图 P5-5 所示。

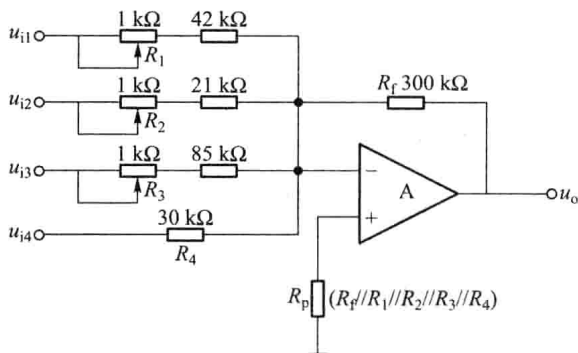


图 P5-5

令  $R_f = 300 \text{ k}\Omega$ , 则

$$R_1 = \frac{300}{7} \text{ k}\Omega = 42.857 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{300}{14} \text{ k}\Omega = 21.428 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = \frac{300}{3.5} \text{ k}\Omega = 85.714 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = \frac{300}{10} \text{ k}\Omega = 30 \text{ k}\Omega$$

为达到要求的精度,  $R_1 \sim R_3$  可用一个固定电阻和一个电位器串联来实现。

**5-6** 图 P5-6 所示为同相比例放大器。若  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 8.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_f = 50 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$ , 求

(1)  $u_o/u_i$ ; 当  $u_i = 1.8 \text{ V}$  时, 负载电压  $u_o$  为多少?

(2)  $i_{R1}$ 、 $i_{Rf}$ 、 $i_{RL}$ 、 $i_o$  的值分别为多少?

$$\text{解: (1) } \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1 + \frac{50}{10} = 6 \quad u_o = A_f \times u_i = 6 \times 1.8 \text{ V}$$

$$= 10.8 \text{ V}$$

$$(2) i_{R1} = \frac{0 - u_i}{R_1} = \frac{-1.8}{10} \text{ mA} = -0.18 \text{ mA}$$

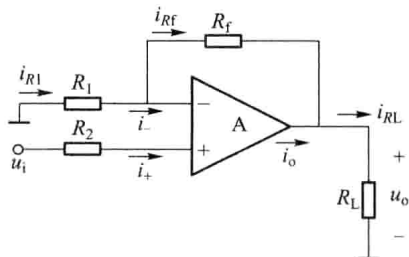


图 P5-6

$$i_{Rf} = \frac{u_i - u_o}{R_f} = \frac{1.8 - 10.8}{50} \text{ mA} = -0.18 \text{ mA} \quad \text{或直接由: } i_{Rf} = i_{R1} = -0.18 \text{ mA}$$

$$i_{R1} = \frac{u_o}{R_L} = \frac{10.8}{4} \text{ mA} = 2.7 \text{ mA} \quad i_o = i_{R1} - i_{Rf} = [2.7 - (-0.18)] \text{ mA} = 2.88 \text{ mA}$$

5-7 理想运放组成的电路如图 P5-7 所示, 试分别求  $u_{o1}$ 、 $u_o$  与  $u_i$  的关系式。

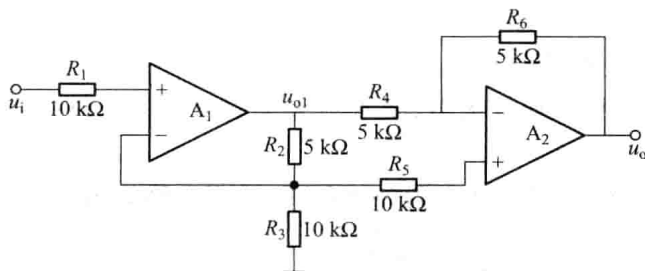


图 P5-7

解: 将电路拆成两级, 如图 P5-7' 所示, 则

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) u_i = 1.5 u_i$$

$$u_o = -\frac{R_6}{R_4} u_{o1} + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) u_i = -1.5 u_i + 2 u_i = 0.5 u_i$$

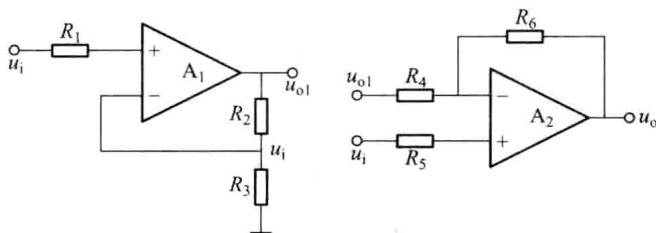


图 P5-7' 图 P5-7 电路的分解图

5-8 理想运放构成的电路如图 P5-8 所示, 求  $u_o$ 。

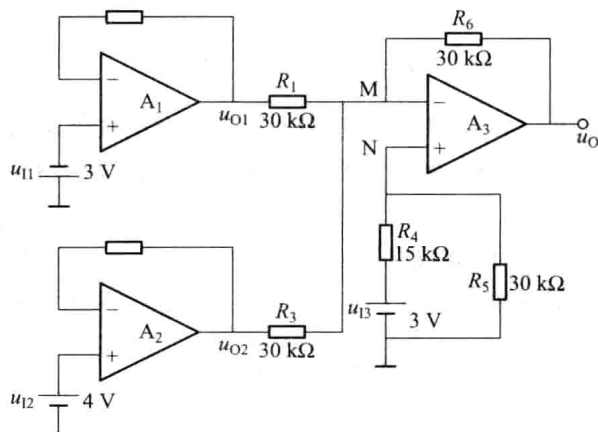


图 P5-8

解:

$$u_{O1} = u_{11} = 3 \text{ V}$$

$$u_{O2} = u_{12} = 4 \text{ V}$$



$$u_M = u_N = \frac{R_5}{R_4 + R_5} u_{I3} = 2 \text{ V}$$

$$u_O = -u_{O1} - u_{O2} + \left(1 + \frac{R_6}{R_1 // R_3}\right) u_N$$

$$= (3 - 4 + 3 \times 2) \text{ V} = 5 \text{ V}$$

5-9 如图 P5-9 所示为反向输入求差电路,求输入与输出的关系。

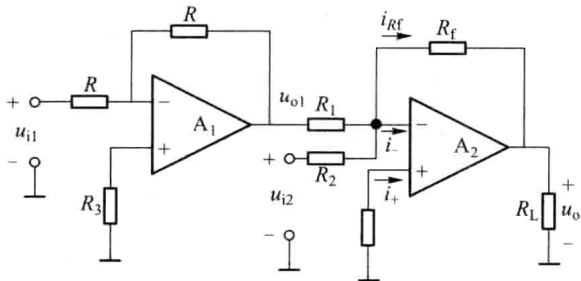


图 P5-9

解:  $u_{O1} = -\frac{R}{R} u_{I1} = -u_{I1}$

$$u_O = -\frac{R_f}{R_1} u_{O1} - \frac{R_f}{R_2} u_{I2} = \frac{R_f}{R_1} u_{I1} - \frac{R_f}{R_2} u_{I2}, \text{ 令 } R_1 = R_2, \text{ 则 } u_O = \frac{R_f}{R_1} (u_{I1} - u_{I2})$$

5-10 运算放大器构成的仪用放大器如图 P5-10 所示,试回答:

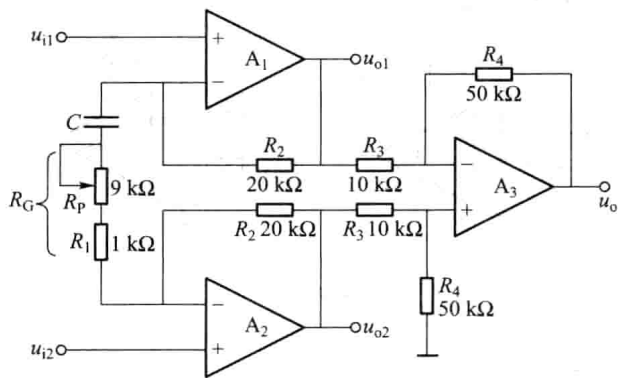


图 P5-10

(1) 增益  $A_u = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_{I2} - \dot{U}_{I1}}$  的值为多少?

(2) 最大增益  $A_{u\max}$  和最小增益  $A_{u\min}$  的值分别为多少?

(3) 电容  $C$  取值很大,对信号呈现短路状态,那么  $C$  有什么作用?

解: (1) 
$$A_u = \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_{I2} - \dot{U}_{I1}} = \frac{\dot{U}_{O2} - \dot{U}_{O1}}{\dot{U}_{I2} - \dot{U}_{I1}} \cdot \frac{\dot{U}_O}{\dot{U}_{O2} - \dot{U}_{O1}} = A_{u1} \cdot A_{u2}$$

其中

$$A_{u1} = \frac{i_G(R_2 + R_G + R_2)}{\dot{U}_{i2} - \dot{U}_{i1}} = \frac{\left(\frac{\dot{U}_{i2} - \dot{U}_{i1}}{R_G}\right)(R_G + 2R_2)}{\dot{U}_{i2} - \dot{U}_{i1}}$$

$$= \left(1 + \frac{2R_2}{R_G}\right) \quad (R_G = R_1 + R_P)$$

$$A_{u2} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o2} - \dot{U}_{o1}} = \frac{R_4}{R_3} \quad (A_3 \text{ 接成相减器})$$

故

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_G}\right)$$

$$(2) \quad R_{G\max} = 10 \text{ k}\Omega, R_{G\min} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$A_{u\min} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_{G\max}}\right) = 5 \times \left(1 + \frac{2 \times 20}{10}\right) = 25$$

$$A_{u\max} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{2R_2}{R_{G\min}}\right) = 5 \times \left(1 + \frac{2 \times 20}{1}\right) = 205$$

(3) 电容  $C$  为隔直电容, 对直流开路, 对交流信号短路。其目的是让第一级的直流负反馈为 100% (对直流而言,  $A_1$ 、 $A_2$  接成跟随器), 从而使直流工作点十分稳定。

**5-11** 积分器电路分别如图 P5-11(a)、(b) 所示, 试分别求输入输出关系的时域表达式和频域表达式, 以及复频域表达式。

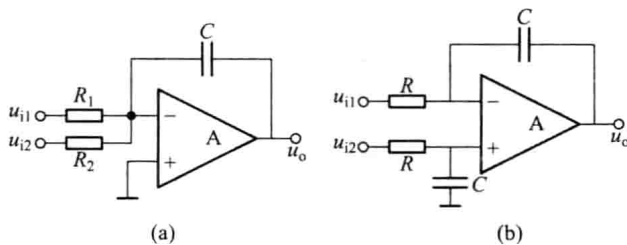


图 P5-11

**解:** 电路(a)为相加积分器, 有

$$\textcircled{1} \text{ 时域表达式 } u_o(t) = -\frac{1}{R_1 C} \int u_{i1}(t) dt - \frac{1}{R_2 C} \int u_{i2}(t) dt$$

$$\textcircled{2} \text{ 频域表达式 } U_o(j\omega) = -\frac{1}{j\omega C R_1} U_{i1}(j\omega) - \frac{1}{j\omega C R_2} U_{i2}(j\omega)$$

$$\textcircled{3} \text{ 复频域表达式 } U_o(s) = -\frac{1}{s C R_1} U_{i1}(s) - \frac{1}{s C R_2} U_{i2}(s)$$

电路(b)为差动积分器, 有

$$\textcircled{1} \text{ 时域表达式 } u_o(t) = \frac{1}{RC} \int [u_{i2}(t) - u_{i1}(t)] dt$$

$$\textcircled{2} \text{ 频域表达式 } U_o(j\omega) = \frac{1}{j\omega RC} [U_{i2}(j\omega) - U_{i1}(j\omega)]$$

$$\textcircled{3} \text{ 复频域表达式 } U_o(s) = \frac{1}{sRC} [U_{i2}(s) - U_{i1}(s)]$$

**5-12** 微分器电路及输入波形如图 P5-12 所示, 设电容  $u_c(0) = 0$  V, 试求输出电压  $u_o$  的波形图。

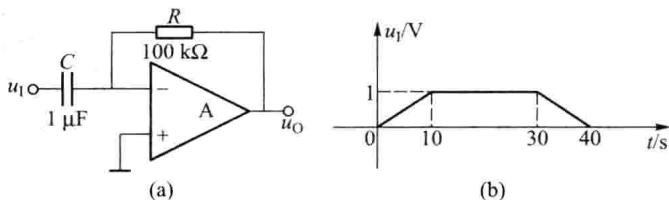


图 P5-12

解:

$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt} = -10^5 \times 10^{-6} \frac{du_i}{dt} = -\frac{1}{10} \frac{du_i}{dt}$$

当  $t = 0 \sim 10$  s 时,

$$\frac{du_i}{dt} = \frac{1}{10}, u_o = -\frac{1}{10} \times \frac{1}{10} \text{ V} = -0.01 \text{ V}$$

当  $t = 10 \sim 30$  s 时

$$\frac{du_i}{dt} = 0, u_o = 0 \text{ V}$$

当  $t = 30 \sim 40$  s 时

$$\frac{du_i}{dt} = -\frac{1}{10}, u_o = -\frac{1}{10} \times \left(-\frac{1}{10}\right) \text{ V} = 0.01 \text{ V}$$

故  $u_o(t)$  的波形如图 P5-12' 所示。

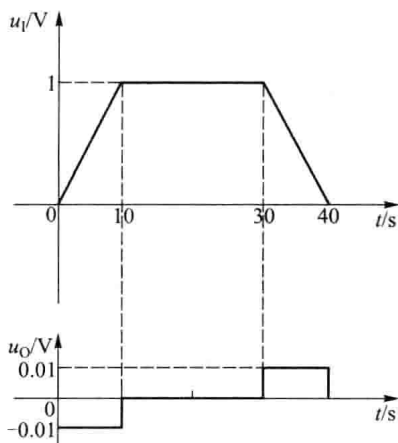


图 P5-12'

**5-13** 用积分器实现微分运算的电路如图 P5-13 所示, 试推导输入输出关系式(分别给出频域表达式和时域表达式)。

**解:** 将积分器搬至运放的反反馈支路上, 则可实现微分运算。注意,  $A_2$  组成的反相积分器已将信号反相, 为保证整体负反馈(即  $A_1$  也要引入负反馈), 所以积分器输出经  $R_2$  应引向  $A_1$  的同相端。

① 输入输出的频域关系式。因为整体引入负反馈, 故根据“虚短”概念,  $A_1$  的

$$U_+ = U_- = 0, \text{ 且 } \dot{I}_1 = \dot{I}_2$$

式中

$$\dot{i}_1 = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_+}{R_1} = \frac{\dot{U}_i}{R_1}$$

$$\dot{i}_2 = \frac{\dot{U}_+ - \dot{U}_{o2}}{R_2} = -\frac{\dot{U}_{o2}}{R_2}$$

因为  $A_2$  接成反相积分器, 所以

$$\dot{U}_{o2} = -\frac{1}{j\omega R_3 C} \dot{U}_o$$

故 
$$\dot{i}_2 = \frac{\dot{U}_o}{j\omega R_3 C R_2} = \dot{i}_1 = \frac{\dot{U}_i}{R_1}$$

由此得到

$$\dot{U}_o = j\omega C R_3 \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \dot{U}_i$$

显然该式符合微分器的频域表达式。

② 输入输出的时域表达式:

$$i_1(t) = \frac{u_i(t)}{R_1}$$

$$i_2(t) = -\frac{u_{o2}(t)}{R_2} \quad \text{且} \quad i_1(t) = i_2(t)$$

又

$$u_{o2}(t) = -\frac{1}{R_3 C} \int u_o(t) dt$$

所以

$$\frac{u_i(t)}{R_1} = +\frac{1}{R_2} \frac{1}{R_3 C} \int u_o(t) dt$$

故有

$$u_o(t) = \frac{R_2}{R_1} R_3 C \frac{du_i(t)}{dt}$$

可见, 该输入输出符合微分器的时域表达式。

**5-14** 电路如图 P5-14 所示, 分析该电路的功能, 并计算  $I_L$ 。

**解:** 该电路是  $V-I$  变换器, 由于满足下列关系式, 即  $R_1 R_3 = R_4 R_2$ , 所以

$$I_L = -\frac{u_i}{R_2} = -0.4 \sin \omega t \text{ mA}$$

且与负载  $Z_L$  无关。

**5-15** 由对数和反对数运算电路构成的模拟运算电路如图 P5-15 所示。求输出电压  $u_o$  的表达式。

**解:** 电路中电阻  $R_5$  起调零作用, 所以有

$$u_{BE1} + u_{BE3} - u_{BE4} - u_{BE2} = 0$$

由晶体管的电流方程得

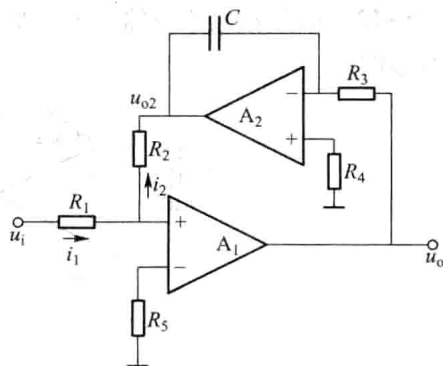


图 P5-13

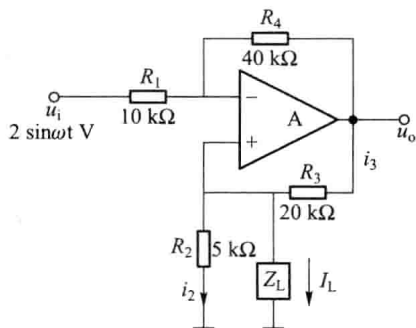


图 P5-14

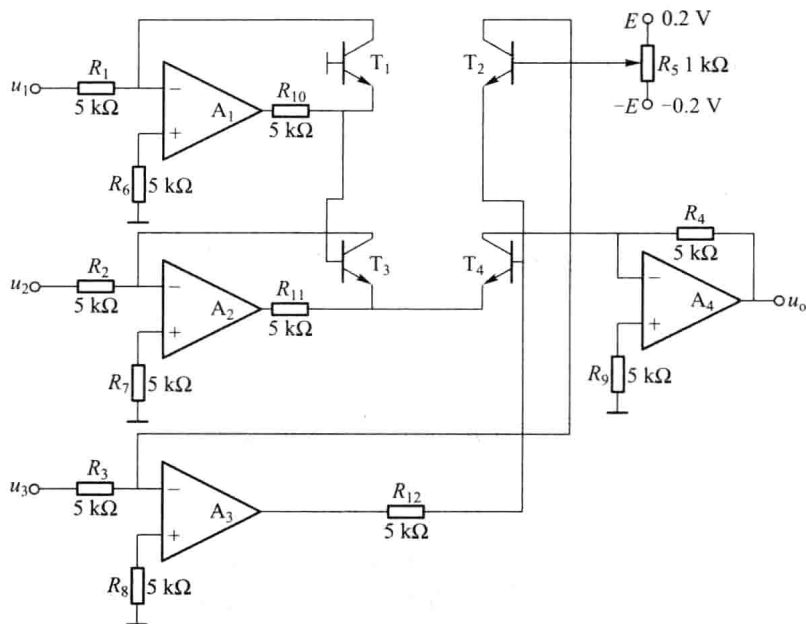


图 P5-15

$$u_{BE1} = U_T \ln \frac{u_1}{I_s R_1}$$

$$u_{BE3} = U_T \ln \frac{u_2}{I_s R_2}$$

$$u_{BE2} = U_T \ln \frac{u_3}{I_s R_3}$$

$$u_{BE4} = U_T \ln \frac{u_o}{I_s R_4}$$

所以有

$$\frac{u_1 u_2}{u_3 u_o} = 1$$

即

$$u_o = \frac{u_1 u_2}{u_3}$$

5-16 对数放大器电路如图 P5-16 所示。

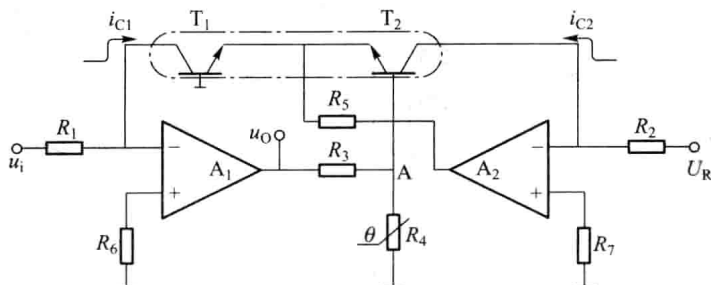


图 P5-16

(1) 说明对管  $T_1$  和  $T_2$  的作用。

(2) 说明热敏电阻  $R_4$  的作用。

(3) 证明输出电压  $u_o$  的表达式为

$$u_o = - \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{u_i}{U_R} \right)$$

证明: 节点 A 的电压

$$u_A = U_{BE2} - u_{BE1} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{I_s} - U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_s} = U_T \ln \frac{I_{C2}}{i_{C1}}$$

其中,  $I_{C2} = \frac{U_R}{R_2}$ ,  $i_{C1} = \frac{u_i}{R_1}$ , 所以

$$u_A = U_T \ln \left( \frac{U_R}{R_2} \frac{R_1}{u_i} \right) = U_T \ln \left( \frac{R_1}{R_2} \frac{U_R}{u_i} \right)$$

又

$$u_A = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_o$$

所以

$$u_o = \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) u_A = \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \left( \frac{R_1}{R_2} \frac{U_R}{u_i} \right) = - \left( 1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \left( \frac{R_2}{R_1} \frac{u_i}{U_R} \right)$$

从以上证明过程中可以看出, 晶体管  $T_1$  和  $T_2$  的反相饱和电流彼此相消, 从而抵消了其温度变化敏感带来的影响。 $R_4$  应该具有正温度系数, 可以在一定程度上减弱随温度变化的  $U_T$  带来的影响。

**5-17** 分别设计实现下列运算关系的电路。

$$(1) u_o = 5(u_{i1} - u_{i2}) \quad (2) u_o = 3u_{i1} - 4u_{i2}$$

$$(3) u_o = \frac{1}{RC} \int u_i dt \quad (4) u_o = K_1 \ln K_2 u_i$$

解: (1) 用增益为 5 的相减器实现, 如图 P5-17(a) 所示。

其中

$$R_1 = R_2 = R \quad R_3 = R_4 = 5R$$

(2) 用增益不同的相减器实现, 如图 P5-17(a) 所示。

其中

$$R_3 = 4R_1 \quad R_4 = \frac{3}{2}R_2$$

(3) 用同相积分器实现, 如图 P5-17(b) 所示。

(4) 用对数放大器实现, 如图 P5-17(c) 所示。

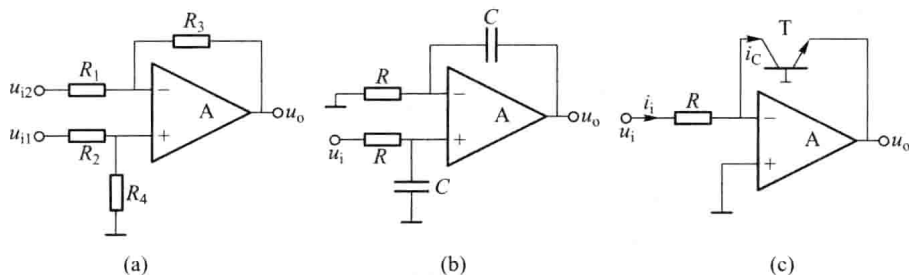


图 P5-17

**5-18** 电路如图 P5-18 所示,  $u_{i2} < 0$ ,  $k = -0.1$ , 为了使电路实现除法运算:

(1) 标出集成运放的同相输入端和反相输入端;

(2) 求出  $u_o$  与  $u_{i1}$  和  $u_{i2}$  的运算关系式。

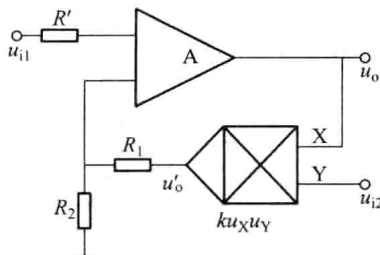


图 P5-18

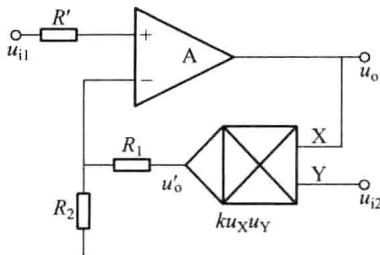


图 P5-18'

解: (1) 因为  $u_{i2} < 0$ ,  $k = -0.1$ , 为保证负反馈, 标出集成运放的同相输入端和反相输入端如图 P5-18' 所示。

$$(2) \quad u'_o = ku_{i2}u_o \quad u_{i1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}u'_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2}ku_{i2}u_o$$

$$\text{故 } u_o = \frac{1}{k} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{u_{i1}}{u_{i2}} = 10 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \frac{u_{i1}}{|u_{i2}|}$$

5-19 如图 P5-19 所示电路中,  $A_1$  组成一半波整流电路,  $A_2$  组成一加法电路, 二者构成全波整流电路。

- (1) 试画出电路输入-输出特性  $u_o = f(u_i)$ ;
- (2) 试画出  $u_i = 10 \sin \omega t$  V 时,  $u'_{o1}$  和  $u_o$  的波形;
- (3) 说明这一电路具有绝对值的运算功能。

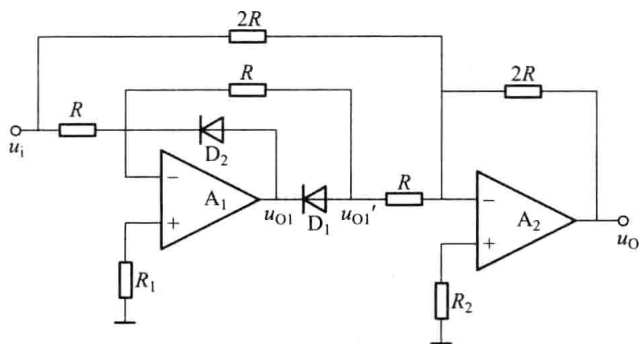


图 P5-19

解: (1) 图中,  $A_1$  构成半波整流,  $A_2$  构成反相加法器。

① 当  $u_i > 0$  时,  $u_{o1} = -u_i$ ,  $u_o = -u_i - 2u_{o1} = -u_i + 2u_i = u_i$

② 当  $u_i < 0$  时,  $u_{o1} = 0$ ,  $u_o = -u_i = -(-|u_i|) = |u_i|$ 。

所以

$$u_o = |u_i|$$

其传输特性如图 P5-19' 所示。

(2) 当  $u_i = 10 \sin \omega t$  V,  $u'_{o1}$  和  $u_o$  的波形分别如图 P5-19''(a)(b) 所示。

(3)  $u_o = |u_i|$ , 说明电路有绝对值运算功能。

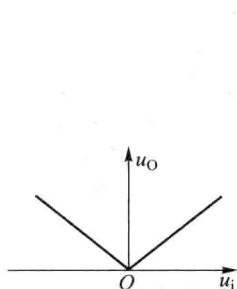


图 P5-19'

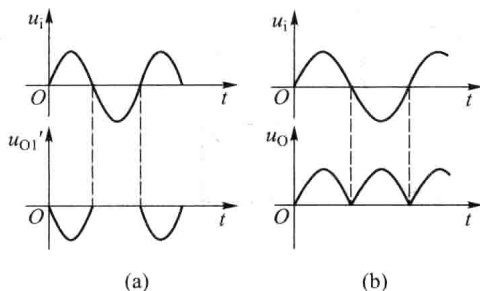


图 P5-19''

5-20 电路如图 P5-20(a)(b)所示, 设输入信号  $u_i = 2\sin\omega t$  V

- (1) 判断各电路的功能;
- (2) 画出各自的输出波形。

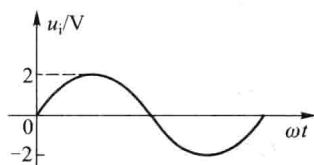
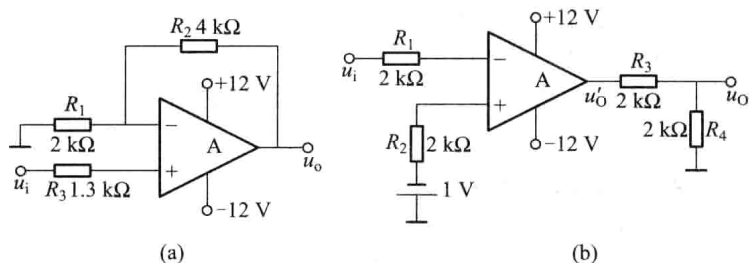


图 P5-20

解: (1) (a) 图引进了负反馈, 构成同相比例放大器,  $A_{uf} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 3$ ;

(b) 电路运放开环运用, 构成简单电压比较器,

(2) (a) 电路输出波形如图 P5-20'所示; (b) 电路输出波形如图 P5-20''所示

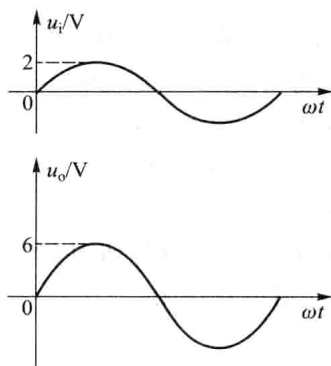


图 P5-20'



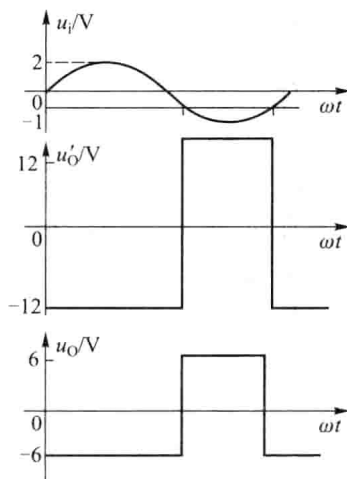


图 P5-20"

**5-21** 理想运算组成图 P5-21 所示的电压比较电路。已知运放输出  $\pm u_{Omax} = 12\text{ V}$ , 二极管导通压降为  $0.7\text{ V}$ , 发光二极管导通压降为  $1.4\text{ V}$ 。

(1) 试回答在什么条件下, LED 灯亮;

(2) 设 LED 工作电流为  $5 \sim 30\text{ mA}$ , 确定限流电阻  $R$  的范围。

**解:** (1) 这是一窗口比较器电路, 当  $3\text{ V} < u_i < 6\text{ V}$  时, 运放  $A_1, A_2$  输出均为低电平 ( $-12\text{ V}$ ), 二极管  $D_1, D_2$  均截止, 输出电压  $u_o = 0$ , LED 灯不亮。而当  $u_i < 3\text{ V}$  时,  $A_2$  输出为高电平 ( $+12\text{ V}$ ),  $D_2$  导通,  $A_1$  输出为低电平 ( $-12\text{ V}$ ),  $D_1$  截止,  $u_o = (12 - 0.7)\text{ V} = 11.3\text{ V}$ , LED 灯亮。反之, 当  $u_i > 6\text{ V}$  时,  $A_2$  输出为低电平,  $D_2$  截止,  $A_1$  输出为高电平 ( $+12\text{ V}$ ),  $D_1$  导通,  $u_o = (12 - 0.7)\text{ V} = 11.3\text{ V}$ , LED 灯亮。其传输特性如图 P5-21' 所示。该电路可用于显示电路工作状态是否正常, 例如: 当  $3\text{ V} < u_i < 6\text{ V}$  时, LED 灯不亮, 表示正常; 而当  $u_i < 3\text{ V}$ , 或  $u_i > 6\text{ V}$  时, LED 灯亮, 表示不正常。

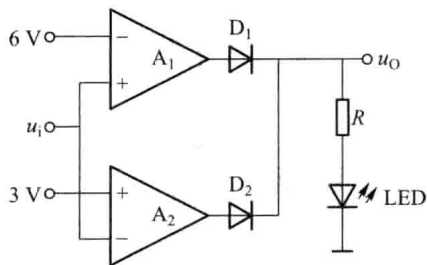


图 P5-21

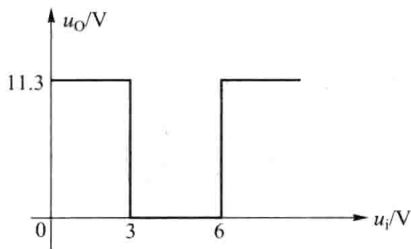


图 P5-21'

(2) 限流电阻  $R$  的范围为:

$$R_{\max} = \frac{11.3 - 1.4}{5} \text{ k}\Omega = 1.98 \text{ k}\Omega \quad R_{\min} = \frac{11.3 - 1.4}{30} \text{ k}\Omega = 330 \text{ }\Omega$$

**5-22** 集成运放应用电路如图 P5-22 所示。

(1) 为保证 (a)、(b) 电路为负反馈放大器, 请分别指出运放的两个输入端①、②哪个是同相输入端? 哪个是反向输入端?

(2) 试给出  $u_{o1}, u_{o2}$  的信号分量与  $u_i$  的关系式。

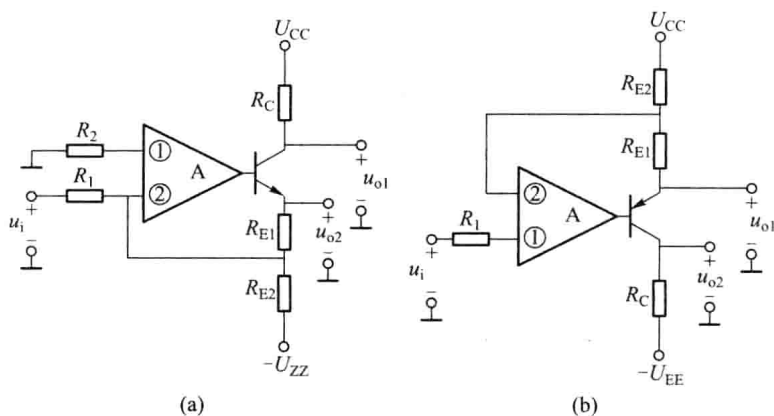


图 P5-22

解:(1)为保证(a)、(b)电路为负反馈放大器,运放的两个输入端符号如图 P5-22'所示。

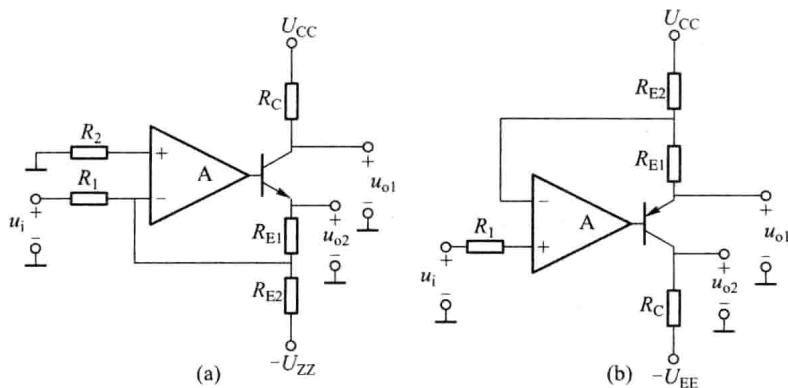


图 P5-22'

(2) (a) 图:  $u_+ = u_- = 0$  所以,

$$u_{o2} = -\frac{R_{E1}}{R_1} u_i; \quad u_{o1} = -I_C R_C \approx -I_E R_C = -\frac{u_{o2}}{R_{E1}} R_C = \frac{R_C}{R_1} u_i$$

(b) 图:  $u_+ = u_- = u_i$  所以,

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_{E1}}{R_{E2}}\right) u_i \quad u_{o2} = -\left(1 + \frac{R_{E1}}{R_{E2}}\right) u_i \times \frac{R_C}{R_{E1} + R_{E2}} = -\frac{R_C}{R_{E2}} u_i$$

# 第六章 基于集成运算放大器的有源 RC 滤波器分析与设计

## 6.1 基本要求及重点、难点

### 1. 基本要求

- (1) 正确理解有源滤波器和无源滤波器的概念及类型。
- (2) 了解理想滤波器的逼近方法以及二阶滤波器传递函数的解析形式。
- (3) 了解一阶无源和有源滤波器的实现电路及分析方法。
- (4) 正确理解二阶低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器、带阻滤波器和全通滤波器的传递函数及性质。
- (5) 正确理解二阶压控电压源型滤波器的电路实现及工程设计。
- (6) 正确理解二阶无限增益多路反馈滤波器的电路实现及工程设计。
- (7) 正确理解状态变量有源滤波器的组成及分析方法。
- (8) 了解开关电容电路的基本概念、基本电路的工作原理和分析方法。
- (9) 了解集成有源滤波器 UAF42 的特点和设计方法。

### 2. 重点、难点

重点:

- (1) 各种滤波器的幅频特性和性质。
- (2) 二阶有源滤波器的分析。
- (3) 二阶有源滤波器的工程设计。

难点: 基于电路理论的有源滤波器特性分析。

## 6.2 习题类型分析及例题精解

常见的滤波器习题不外乎下列四种:

- (1) 滤波电路的功能判断: 一种是由电路结构判断属于有源滤波器还是无源滤波器; 另一种是由传递函数表达式判断属于 LPF、HPF、BPF、BEF 的哪一种。
- (2) 计算滤波器参数  $f_0$ 、 $A_{up}$ 、 $BW$  等。
- (3) 画幅频特性曲线。
- (4) 滤波器设计。

根据滤波器的特点可知, 滤波器的幅频特性能够准确描述出电路属于低通、高通、带通还是带阻滤波器, 因而若能定性分析出通带和阻带在哪一频段, 就可以确定滤波器的类型。识别滤波器类型的方法是:

- 若信号频率趋于零时有确定的电压放大倍数, 且信号频率趋于无穷大时电压放大倍

数趋于零,则为低通滤波器。

- 若信号频率趋于无穷大时有确定的电压放大倍数,且信号频率趋于零时电压放大倍数趋于零,则为高通滤波器。

- 若信号频率趋于零和无穷大时电压放大倍数均趋于零,且在某一频率范围内电压放大倍数不为零,则为带通滤波器。

- 若信号频率趋于零和无穷大时电压放大倍数具有相同的确定的电压放大倍数,且在某一频率范围内电压放大倍数趋于零,则为带阻滤波器。

【例 6-1】一心电信号放大器的原理电路如图 6-1 所示。设各集成运放性能理想,且已知:

$$R_1 = 20 \text{ k}\Omega, R_2 = 2 \text{ k}\Omega, R_3 = 6.8 \text{ k}\Omega, R_4 = 47 \text{ k}\Omega, R_5 = 330 \text{ k}\Omega,$$

$$R_6 = 1.5 \text{ M}\Omega, C_1 = 1000 \text{ pF}, C_2 = 10 \text{ }\mu\text{F}。试求:$$

(1) 电路的输出—输入关系表达式,及总通带增益  $A_m$ 。

(2) 电路的上限截止频率  $f_H$  和下限截止频率  $f_L$ 。

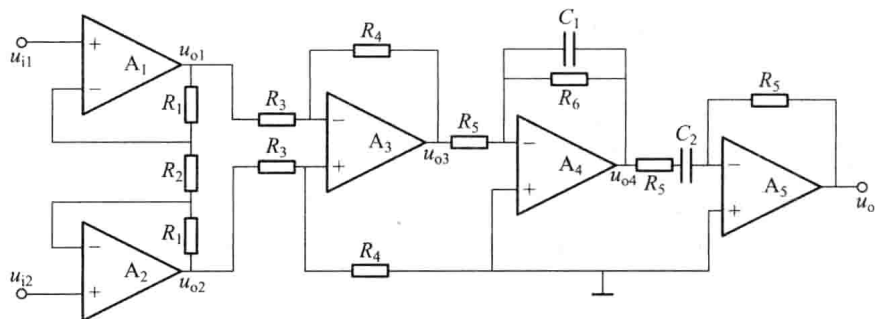


图 6-1

解:(1) 图 6-1 中,  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  组成仪表放大电路,其共模电压放大倍数为零。所以,仪表放大电路的电压放大倍数只与差模输入有关。此时  $R_2$  两端电压  $u_{R2} = u_{i1} - u_{i2}$ , 则

$$u_{o1} - u_{o2} = (u_{i1} - u_{i2}) \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$u_{o3} = -\frac{R_4}{R_3} (u_{o1} - u_{o2}) = -(u_{i1} - u_{i2}) \frac{R_4}{R_3} \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

对运放  $A_4$ 、 $A_5$  得:

$$\begin{aligned} u_o(s) &= -u_{o4}(s) \cdot \frac{R_5}{R_5 + \frac{1}{sC_2}} = u_{o3}(s) \cdot \frac{R_6 // \frac{1}{sC_1}}{R_5} \cdot \frac{R_5}{R_5 + \frac{1}{sC_2}} \\ &= \frac{\frac{s}{C_1 R_5}}{s^2 + (1/R_5 C_2 + 1/R_6 C_1)s + 1/R_5 R_6 C_1 C_2} u_{o3}(s) \end{aligned}$$

令  $s = j\omega$ , 得:

$$u_o(j\omega) = \frac{A_{up}}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)} u_{o3}(j\omega) = \frac{A_m}{1+jQ\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)} (u_{i1}-u_{i2})$$

式中:

$$A_{up} = -\frac{R_6 C_2}{R_5 C_2 + R_6 C_1}$$

$$\omega_0^2 = 1/R_5 R_6 C_1 C_2$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_5 R_6 C_1 C_2}}{R_5 C_2 + R_6 C_1}$$

所以:

$$\begin{aligned} A_m &= A_{up} \cdot \frac{R_4}{R_3} \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot \left( \frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right) \cdot \frac{R_6 C_2}{R_5 C_2 + R_6 C_1} = \\ &= -\frac{47}{6.8} \times \left( 1 + \frac{2 \times 20}{2} \right) \times \frac{1.5 \times 10^3 \times 10^{-5}}{1.5 \times 10^3 \times 10^{-9} + 330 \times 10^{-5}} = -659.7 \end{aligned}$$

由此可见该电路为二阶带通滤波器。

(2) 由上限截止频率  $f_H$  和下限截止频率  $f_L$  的定义可得

$$\frac{A_m}{\sqrt{2}} = \frac{A_m}{\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{\omega_{L,H}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{L,H}} \right)^2}}$$

$$f_L = \frac{f_0}{2Q} (\sqrt{1+4Q^2} - 1)$$

$$f_H = \frac{f_0}{2Q} (\sqrt{1+4Q^2} + 1)$$

**【例 6-2】** 试说明图 6-2 所示滤波器电路的功能。设  $R_1 = R_2 = R_{\Pi} = R = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = C = 1 \text{ }\mu\text{F}$ , 试分别计算出当  $R_{\Sigma} = 58.6 \text{ k}\Omega$  和  $R_{\Sigma} = 150 \text{ k}\Omega$  时的截止频率, 低频放大倍数, 并画出对数幅频特性。试问将  $R_{\Sigma}$  增加到  $R_{\Sigma} = 300 \text{ k}\Omega$  时, 电路的滤波特性有何变化?

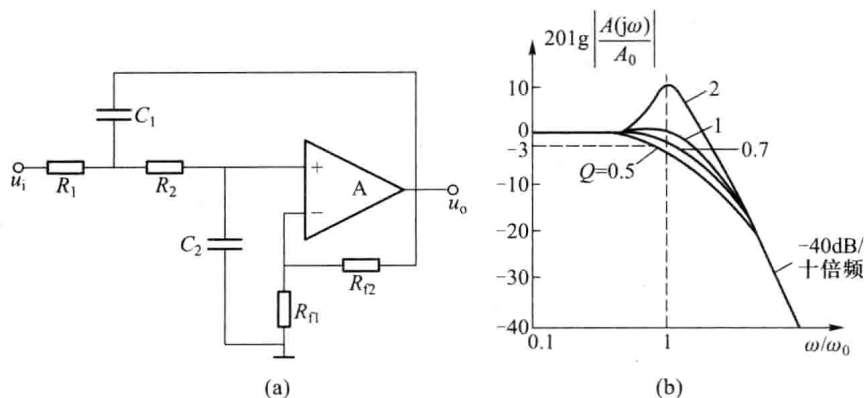


图 6-2

**解:** 由图 6-2(a) 可知, 该电路是基于  $R_1 C_1$  和  $R_2 C_2$  组成的低通环节的压控电压源型二阶低通滤波器, 不难得出该电路的传递函数:

$$A(s) = \frac{A_F}{(RCs)^2 + (3 - A_F)RCs + 1} = \frac{A_F \omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

式中:  $A_F$  为低频增益,  $A_F = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}}$

$\omega_0$  为特征频率,  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$

$Q$  为等效品质因数,  $Q = \frac{1}{3 - A_F}$

在  $H(s)$  的表达式中令  $s = j\omega$ , 得:

$$|A(j\omega)| = \frac{A_F}{\sqrt{(1 - (\omega/\omega_0)^2)^2 + (\omega/\omega_0 Q)^2}}$$

(1) 当  $R_{f2} = 58.6 \text{ k}\Omega$  时, 将已知元件参数代入上式得:

$$A_F = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} = 1.586, \omega_0 = 10 \text{ Rad/s}, Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

(2) 当  $R_{f2} = 150 \text{ k}\Omega$  时, 将已知元件参数代入上式得:

$$A_F = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} = 2.5, Q = 2$$

画出幅频特性曲线如图(b)所示。由图可知, 当  $R_{f2} = 150 \text{ k}\Omega$  时, 在  $\omega/\omega_0 = 1$  处出现共振峰。要消除共振峰, 必须保证  $Q \leq \frac{1}{\sqrt{2}}$ 。

(3) 当  $R_{f2} = 300 \text{ k}\Omega$  时, 得:

$$A_F = 1 + \frac{R_{f2}}{R_{f1}} = 4, Q = \frac{1}{3 - A_F} < 0。$$

即电路产生自激振荡。

**【例 6-3】** 试证明图 6-3 所示电路是一带通滤波电路, 并写出中心频率  $f_0$ 、品质因数  $Q$  及传递函数的表达式。设集成运放 A 的性能理想。

**解:** 先求出中心频率  $f_0$ 。运放 A 从反相端输入, 且引入负反馈, 故

$$\begin{aligned} \frac{U_i(s)}{R_1} &= -\left(sC + \frac{1}{sL} + \frac{1}{R}\right) U_o(s) \\ A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} &= -\frac{1}{R_1 \left(sC + \frac{1}{sL} + \frac{1}{R}\right)} \\ &= -\frac{\frac{s}{R_1 C}}{s^2 + s \frac{1}{RC} + \frac{1}{LC}} \end{aligned}$$

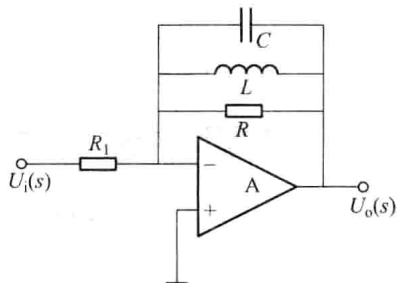


图 6-3

上式中令  $s = j\omega$ , 同时令  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ,  $Q = RC \cdot \frac{1}{\sqrt{CL}} = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$ , 得

$$A_u(jf) = \frac{-R/R_1}{1+jQ\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)}$$

由上式可见,当 $f=f_0$ 时, $A_u$ 分母中的虚部为零, $|A_u(jf)|$ 最大,这时的 $A_u(jf)$ 就是该电路的通带电压放大倍数 $A_{up}$ ,故

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$A_{up} = A_u(jf) \Big|_{f=f_0} = -\frac{R}{R_1}$$

若要求通带宽度 $f_{BW}(=f_{p2}-f_{p1})$ ,可令 $|A_u| = \frac{|A_{up}|}{\sqrt{2}}$ ,得

$$\left| Q' \left( \frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p} \right) \right| = 1$$

解该方程,得

$$f_{p1} = \frac{f_0}{2Q'} (\sqrt{1+4Q'^2} - 1)$$

$$f_{p2} = \frac{f_0}{2Q'} (\sqrt{1+4Q'^2} + 1)$$

故

$$f_{BW} = f_{p2} - f_{p1} = \frac{f_0}{Q'}$$

知道带宽后,该滤波电路的品质因数可表示为

$$Q = \frac{f_0}{f_{BW}} = Q' = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

传递函数表达式为

$$A_u(jf) = \frac{A_{up}}{1+jQ\left(\frac{f}{f_0}-\frac{f_0}{f}\right)}$$

**【例 6-4】** 有源滤波电路如图 6-4 所示,已知集成运放和模拟乘法器均为理想器件,模拟乘法器的乘积系数 $k=0.1V^{-1}$ 。

(1) 求解电压放大倍数、通带放大倍数和截止频率的表达式。

(2) 说明该电路为哪种类型的滤波器(低通、高通、带通、带阻),为几阶滤波器。

(3)  $U_{REF}$ 的作用是什么?若 $U_{REF}$ 为 3~6V 的可调直流电压,则截止频率变化范围是多少?

**解:**(1) 由图可知,集成运算放大器的两个输入端为“虚短”,所以

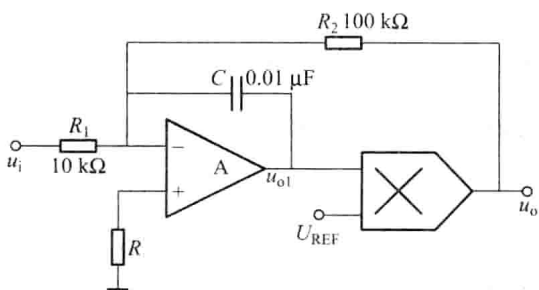


图 6-4

$$\begin{aligned} \dot{I}_{R1} &= \dot{I}_{R2} + \dot{I}_C \\ \frac{\dot{U}_i}{R_1} &= -\frac{\dot{U}_o}{R_2} - j\omega C \dot{U}_{o1} \end{aligned} \quad (6-4-1)$$

根据模拟乘法器输出和输入的基本关系,集成运放的输出电压为

$$\dot{U}_{o1} = \frac{\dot{U}_o}{k\dot{U}_{REF}} \quad (6-4-2)$$

将(6-4-2)式代入式(6-4-1),得出电压放大倍数

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + j\omega \frac{R_2 C}{kU_{REF}}} \quad (6-4-3)$$

由(6-4-3)式可知通带放大倍数和截止频率为

$$\dot{A}_{up} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (6-4-4)$$

$$f_p = \frac{kU_{REF}}{2\pi R_2 C} \quad (6-4-5)$$

(2) 由电路或式(6-4-3)可知,当频率趋于零时电压放大倍数等于通带放大倍数,当频率趋于无穷大时电压放大倍数的数值趋于零,故图 6-4 所示电路为一阶低通滤波器。

(3) 将  $U_{REF} = 3 \sim 6 \text{ V}$  代入式(6-4-5)可得截止频率的调节范围为:  $f_p \approx 47.7 \sim 95.5 \text{ Hz}$

**【例 6-5】** 图 6-5 所示为二阶压控电压源低通滤波电路,已知其传递函数为

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{A_{up}}{1 + (3 - A_{up})sCR + (sCR)^2}$$

若要求该电路特征频率  $f_0 = 400 \text{ Hz}$ ,等效品质因数  $Q = 0.7$ ,试确定电路中的电阻值。设 A 为理想运算放大器。

**解:** 已知  $C = 0.1 \mu\text{F}$ , 根据  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , 故

$$R = \frac{1}{2\pi C f_0} \approx 3.9 \text{ k}\Omega$$

通带增益  $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$

由  $Q$  的定义得:  $\frac{1}{3 - A_{up}} = 0.7, A_{up} = 1.57$ 。

考虑到  $R_N = R_p$  (同相端直流电阻等于反相端直流电阻),

$$\begin{cases} 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1.57 \\ R_1 // R_f = 2R = 2 \times 3.9 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

解之得:  $R_1 \approx 21.5 \text{ k}\Omega, R_f \approx 12.2 \text{ k}\Omega$ 。

**【例 6-6】** 已知滤波电路的传递函数为

$$A_u(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

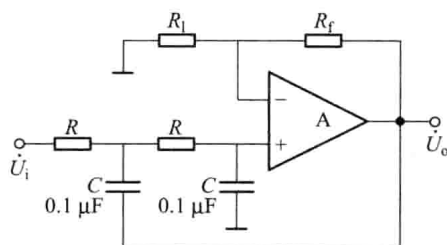


图 6-5



- (1) 写出幅频特性表达式。  
 (2) 指出它是哪一种有源滤波电路。  
 (3) 画对数幅频特性。

解: (1)  $A_u(s) = \frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} = \frac{1}{(1+s)(s^2+s+1)}$

$$A_u(j\omega) = \frac{1}{(1-2\omega^2) + j(2\omega - \omega^3)}$$

$$|A_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1-2\omega^2)^2 + (2\omega - \omega^3)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\omega^6}}$$

(2) 当  $\omega \rightarrow 0$  时,  $|A_u(j\omega)| \rightarrow 1$ ;  
 当  $\omega \rightarrow \infty$  时,  $|A_u(j\omega)| \rightarrow 0$ ;  
 当  $\omega = \omega_p = 1$  时,  $|A_u(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

该电路是三阶有源低通滤波电路。

其实从  $A_u(s)$  表达式可直接得出结论, 分母  $s$  三次方, 说明是三阶; 分子为常数, 说明是低通。

- (3) 对数幅频特性如图 6-6 所示。

【例 6-7】 已知滤波电路的传递函数为

$$A_u(s) = \frac{s^3}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$$

- (1) 写出幅频特性表达式。  
 (2) 指出它是哪一种有源滤波电路。  
 (3) 画对数幅频特性。

解: (1) 将  $s = j\omega$  代入  $A_u(s) = \frac{s^3}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1}$ , 可得到

$$A_u(j\omega) = \frac{(j\omega)^3}{(j\omega)^3 + 2(j\omega)^2 + 2(j\omega) + 1}$$

$$= \frac{-j(\omega)^3}{[1 - 2(\omega)^2] + j[2\omega - \omega^3]}$$

$$|A_u(j\omega)| = \frac{\omega^3}{\sqrt{[1 - 2(\omega)^2]^2 + [2\omega - \omega^3]^2}} = \frac{\omega^3}{\sqrt{1 + \omega^6}}$$

- ① 当  $0 < \omega < 1$  时,  $20\lg |H(j\omega)| \approx 20\lg \omega^3 \rightarrow -\infty$ ;  
 ② 当  $\omega \gg 1$  时,  $20\lg |H(j\omega)| \approx 20\lg 1 = 0$  dB  
 ③ 当  $\omega = 1$  时,  $20\lg |H(j\omega)| \approx 20\lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3$  dB

- (2) 这是一个三阶高通滤波器。  
 (3) 幅频特性如图 6-7 所示。

【例 6-8】 如图 6-8(a) 所示, 设  $A_1$ 、 $A_2$  为理想运放, 且  $R_1 = R_2 = R$ ,  $R_3 = R_5$ 。

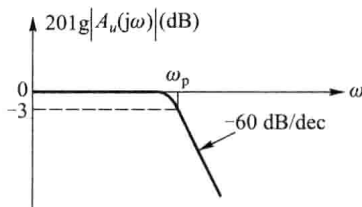


图 6-6

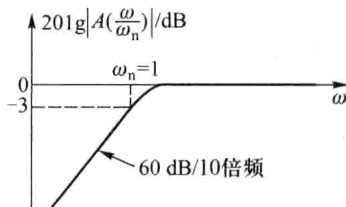


图 6-7

(1) 试推出传递函数  $A_{u1}(s) = \frac{\dot{U}_{o1}(s)}{\dot{U}_i(s)}$  表达式, 并根据得到的传递函数判断  $A_{u1}$  所组成电路的类型, 若该电路是滤波器, 求  $A_{up}$  和  $f_p$  的表达式。

(2) 试导出传递函数  $A_u(s) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)}$  表达式, 并根据得到的传递函数判断  $A_u$  所组成电路的类型, 若该电路是滤波器, 求  $A_{up}$  和  $f_p$  的表达式。

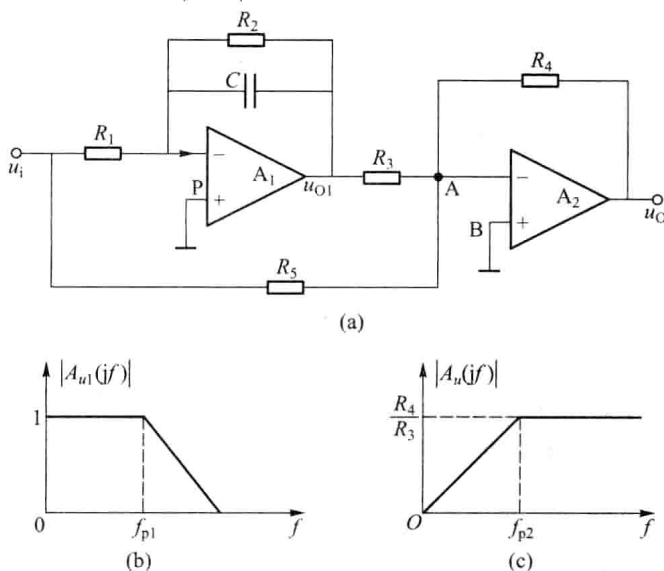


图 6-8

解:(1) 由于  $A_1$  为理想运放所以  $U_{1+} = U_{1-} = 0$ , 且  $i_- = 0$ 。可得

$$\frac{U_i(s)}{R_1} = -\frac{U_{o1}(s)}{R_2 // \frac{1}{sC}}$$

所以  $U_{o1}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1+sCR_2} \cdot U_i(s) = -\frac{1}{1+sCR} \cdot U_i(s)$

整理可得  $A_{u1}(s) = \frac{U_{o1}(s)}{U_i(s)} = -\frac{1}{1+sCR}$

由此可知  $A_1$  组成反相输入的一阶有源低通滤波器。令  $s=j\omega$ , 并利用  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ,  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , 得

$$A_{u1}(j\omega) = -\frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} = -\frac{1}{1+j\frac{f}{f_0}}$$

当  $f=0$  时,  $A_{up1} = A_{u1}(j0) = -1$ ,

所以  $|A_{u1}(j\omega)| = \frac{A_{up1}}{\sqrt{1+\left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$

根据截止频率的定义可知,当 $f=f_p$ 时,  $|A_{u1}(jf_{p1})| = \frac{A_{up1}}{\sqrt{2}}$ ,

所以有  $\sqrt{1+\left(\frac{f_{p1}}{f_0}\right)^2} = \sqrt{2}$ , 且  $f_{p1}=f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

画出幅频特性曲线如图 6-8(b) 所示。

(2) 由于  $A_2$  为理想运放, 所以  $U_{2+}=U_{2-}=0$ , 且  $i_+=i_-=0$ 。  $A_2$  构成反相加法器,

故 
$$U_o(s) = -\frac{R_4}{R_3}U_{o1}(s) - \frac{R_4}{R_5}U_i(s)$$

将第(1)问中得到的  $U_{o1}(s)$  代入式中得

$$U_o(s) = -\frac{R_4}{R_3} \cdot [U_i(s) + U_{o1}(s)] = -\frac{R_4}{R_3} \frac{sCR}{1+sCR} \cdot U_i(s)$$

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_4}{R_3} \frac{sCR}{1+sCR}$$

可知,  $A_1$  与  $A_2$  共同组成一个高通滤波器, 令  $s=j\omega$ , 并利用  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ ,  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$  得

$$A_u(j\omega) = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1-j\frac{f_0}{f}}$$

当  $f \rightarrow \infty$  时得:  $A_{up} = -\frac{R_4}{R_3}$

进一步得到:  $|A_u(j\omega)| = \frac{A_{up}}{\sqrt{1+\left(\frac{f_0}{f}\right)^2}}$

根据截止频率的定义可知, 当  $f=f_{p2}$  时,  $|A_{u1}(jf_{p2})| = \frac{A_{up}}{\sqrt{2}}$

所以  $\sqrt{1+\left(\frac{f_0}{f}\right)^2} = \sqrt{2}$  且  $f_{p2}=f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

画出幅频特性曲线如图 6-8(c) 所示。

**【例 6-9】** 电路如图 6-9(a) 所示。设  $A$  为理想运放, 且已知  $R_1=R_2=R$ ,  $C_1=C_2=C$ ,  $R_3=R_4=R_5$ 。

(1) 求传递函数  $A_u(s)$  的表达式;

(2) 根据传递函数表达式, 判断该滤波电路的类型;

(3) 写出该电路通带截止频率(电路是 LPF 或 HPF)或中心频率(电路是 BPF 或 BEF)。

**解:** (1) 根据叠加原理,  $U_i$  单独从同相端输入时, 图 6-9(a) 可用图 6-9(b) 所示电路等效, 此时的输出电压

$$U_{o1}(s) = \frac{(R_3//R_4)+R_5}{R_3//R_4} \cdot \frac{R_2//\frac{1}{sC_2}}{R_1+\frac{1}{sC_1}+(R_2//\frac{1}{sC_2})} \cdot U_i(s)$$

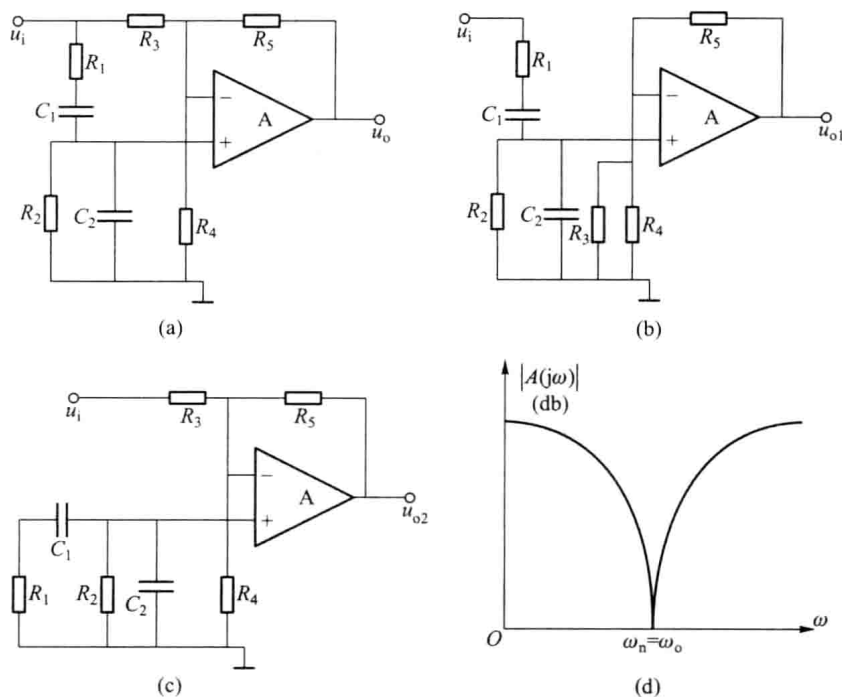


图 6-9

将  $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$  代入, 并因  $R_3 = R_4 = R_5$ , 整理上式后可得:

$$U_{o1}(s) = \frac{3sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} U_i(s)$$

$U_i$  单独从反相端输入时, 图 6-9(a) 可用图 6-9(c) 所示电路等效。由于理想运放的“虚断”概念可知, 同相端外接阻容元件上无电流, 同相端电压为零。所以, 运放反相输入端为“虚地”,  $R_4$  上无电流, 相当于开路。此时电路的输出电压

$$U_{o2}(s) = -\frac{R_5}{R_3} U_i(s) = -U_i(s)$$

根据叠加原理, 可得

$$U_o(s) = U_{o1}(s) + U_{o2}(s) = \frac{3sCR}{(sCR)^2 + 3sCR + 1} U_i(s) - U_i(s)$$

整理上式后, 可得该电路的传递函数:

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{(sCR)^2 + 1}{(sCR)^2 + 3sCR + 1}$$

(2) 将上式与各种滤波电路传递函数的标准形式比较, 可知图 6-9(a) 所示电路, 是一个二阶有源带阻滤波电路。

(3) 令  $s = j\omega$ , 将传递函数化成频域表达式。并设  $\omega_0 = \frac{1}{RC}$ , 即  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , 则可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\frac{3\omega}{\omega_0}}$$

或

$$A_u = -\frac{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j\frac{3f}{f_0}}$$

由上式可见,当 $f=f_0$ 时,表达式分子为零。故该电路的中心频率就是上面所设的 $f_0$ ,表达式为: $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。幅频特性曲线如图(d)所示。

【例 6-10】 电路如图 6-10 所示。设集成运放  $A_1$ 、 $A_2$  的性能理想。

(1) 导出  $\frac{U_{o1}(s)}{U_i(s)}$  及  $\frac{U_o(s)}{U_i(s)}$  的表达式;

(2) 判断该电路是否属于滤波电路;如果是滤波电路,试分析它们是什么类型的滤波电路;

(3) 如果是滤波电路,请求出它的通带电压增益及通带截止频率。

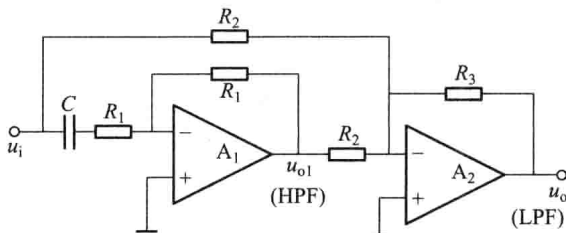


图 6-10

解:(1) 运放  $A_1$  引入负反馈,故

$$\frac{u_i(s)}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{u_{o1}(s)}{R_1}$$

$$A_{u1}(s) = \frac{u_{o1}(s)}{u_i(s)} = -\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sC}} = -\frac{sCR_1}{1 + sCR_1}$$

运放  $A_2$  组成反相输入加法电路,则

$$\frac{u_{o1}(s)}{R_2} + \frac{u_i(s)}{R_2} = -\frac{u_o(s)}{R_3}$$

则第一级的传递函数为  $u_{o1}(s) = -\frac{sCR_1}{1 + sCR_1}u_i(s)$ ,代入上式得

$$u_o(s) = -\frac{R_3}{R_2}u_i(s)\left(1 - \frac{sCR_1}{1 + sCR_1}\right)$$

故

$$A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = -\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{1 + sCR_1}$$

(2) 由  $A_{u1}(s)$  可知,运放  $A_1$  组成一阶有源高通滤波器。由  $A_u(s)$  可知,整个电路为一阶有源低通滤波器。

(3) 求出它通带电压增益及通带截止频率的求解分为两步:

① 求  $A_1$  组成的 HPF 的  $A_{up1}$  及  $f_{p1}$  :

将  $s=j\omega$  代入传递函数  $A_{u1}(s)$  表达式中,并令  $\omega_{01} = \frac{1}{R_1 C}$ , 即  $f_{01} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ , 则

$$A_{u1}(j\omega) = -\frac{1}{1-j\frac{\omega_{01}}{\omega}} = -\frac{1}{1-j\frac{f_{01}}{f}}$$

由于  $A_1$  组成的电路为 HPF, 当  $f \rightarrow \infty$  时得:  $A_{up1} = A_{u1} \Big|_{f \rightarrow \infty} = -1$ ,

当  $f=f_{01}$  时得:  $|A_u|_{f=f_{01}} = \frac{|A_{up1}|}{\sqrt{2}}$ 。故  $A_1$  的通带截止频率  $f_{p1} = f_{01} = \frac{1}{2\pi R_1 C}$

② 再求整个电路的  $A_{up}$  及  $f_p$

同样, 将  $s=j\omega$  代入传递函数  $A_u(s)$  表达式中, 并令  $\omega_0 = \frac{1}{R_1 C}$ , 即  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$ , 则

$$A_u(j\omega) = -\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} = -\frac{R_3}{R_2} \frac{1}{1+j\frac{f}{f_0}}$$

由于整个电路为 LPF, 当  $f=f_0$  时的  $A_u$  就是  $A_{up}$ , 故

$$A_{up} = A_u \Big|_{f=f_0} = -\frac{R_3}{R_2}$$

从  $A_u$  的表达式可见, 当  $f=f_0$  时,  $|A_u| = \frac{|A_{up}|}{\sqrt{2}} = \frac{R_3/R_2}{\sqrt{2}}$ , 故整个电路的通带截止频率

$$f_p = f_0 = \frac{1}{2\pi R_1 C}$$

可见本例电路由两个运放组成, 从各个运放的输出端可得到不同功能的滤波特性, 所以这是一个简单的多态滤波电路。

### 6.3 习题解答

**6-1** 在下列各种情况下, 分别需要采用哪种类型的滤波器(低通、高通、带通、带阻)?

- (1) 抑制 50 Hz 交流电源的干扰;
- (2) 处理有 1 Hz 固定频率的有用信号;
- (3) 从输入信号中取出低于 2 kHz 的信号;
- (4) 提取 100 kHz 以上的高频信号。

解: (1) 采用带阻滤波器;

(2) 采用带通滤波器;

(3) 采用低通滤波器;

(4) 采用高通滤波器;

**6-2** 设运放具有理想特性, 在下列几种情况下, 它们分别属于哪种类型的滤波器电路? 并定性画出其幅频特性曲线。

- (1) 理想情况下, 当  $f=0$  和  $f=\infty$  时的电压增益相等, 且不为零;

(2) 直流电压增益就是它的通带电压增益;

(3) 理想情况下,当 $f=\infty$ 时的电压增益是它的通带电压增益;

(4) 理想情况下,当 $f=0$ 和 $f=\infty$ 时的电压都等于零;

解:(1) 当 $f=0$ 和 $f=\infty$ 时,电压增益相等,这种情况有两种:

① 对所有频率的信号,放大倍数均相等,这时属于全通滤波器,即移相器,幅频特性曲线如图 P6-2(a) 所示。

② 对某一范围内频率其增益为零,这时属于带阻滤波器,幅频特性曲线如图 P6-2(b) 所示。

(2) 属于低通滤波器;幅频特性曲线如图 P6-2(c) 所示。

(3) 属于高通滤波器;幅频特性曲线如图 P6-2(d) 所示。

(4) 属于带通滤波器;幅频特性曲线如图 P6-2(e) 所示。

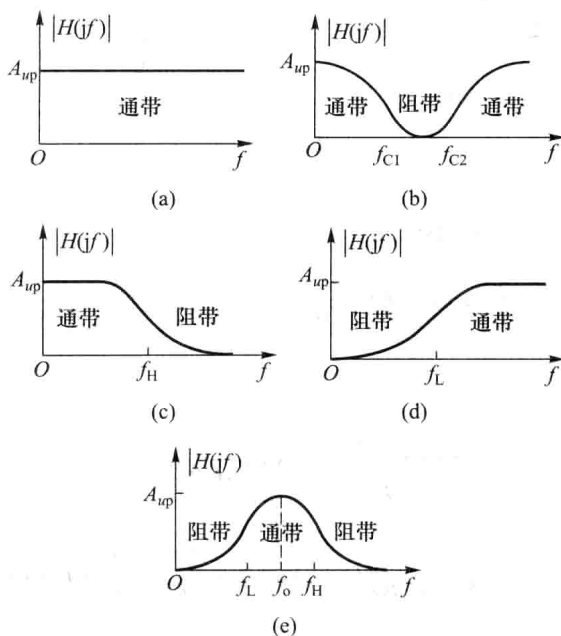


图 P6-2

6-3 试分析图 P6-3 电路中各电路的运算关系。

解:(1) 对图(a)有

$$U_o(s) = -\frac{R_2 + \frac{1}{sC}}{R_1} U_i(s) = -\frac{sR_2C + 1}{sR_1C} U_i(s) = -\frac{10^{-3}s + 1}{10^{-3}s} U_i(s)$$

或:

$$u_o(t) = -u_i(t) - 10^3 \int u_i(t) dt$$

(2) 对图(b)有

$$U_o(s) = -\frac{R + \frac{1}{sC_2}}{\frac{1}{sC_1}} U_i(s) = -sRC_1 U_i(s) - \frac{C_1}{C_2} U_i(s)$$

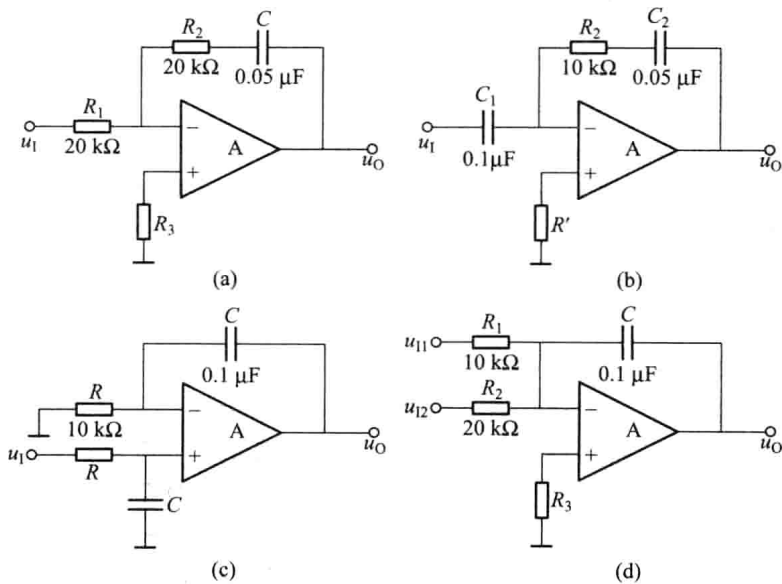


图 P6-3

$$= -10^{-3} s U_i(s) - 2 U_i(s)$$

或：

$$u_o(t) = -\frac{C_1}{C_2} u_i(t) - RC_1 \frac{d}{dt} u_i(t) = -2 u_i(t) - 10^{-3} \frac{d}{dt} u_i(t)$$

(3) 对图(c)有

$$U_+(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} U_i(s) = \frac{1}{sCR + 1} U_i(s)$$

$$\begin{aligned} U_o(s) &= \left(1 + \frac{1}{sCR}\right) U_+(s) = \left(1 + \frac{1}{sCR}\right) \frac{1}{sCR + 1} U_i(s) \\ &= \frac{1}{sCR} U_i(s) = \frac{10^3}{s} U_i(s) \end{aligned}$$

或：

$$u_o(t) = 10^3 \int u_i(t) dt$$

(4) 对图(d)有

$$\begin{aligned} U_o(s) &= -\frac{1}{sR_1 C} U_{i1}(s) - \frac{1}{sR_2 C} U_{i2}(s) \\ &= -\frac{100}{s} U_{i1}(s) - \frac{50}{s} U_{i2}(s) \end{aligned}$$

或：

$$u_o(t) = -100 \int u_{i1}(t) dt - 50 \int u_{i2}(t) dt$$

**6-4** 电路如图 P6-4 所示。假定  $C_1 = C_2 = C$ ,  $\frac{R_3}{R_4} = 4 \frac{R_1}{R_2}$ 。

(1) 推导电路的传递函数  $A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)}$ , 并指出其滤波功能。



(2) 画出电路的幅频特性曲线  $|A_{u1}(j\omega)|$  与相频特性曲线  $\varphi(j\omega)$  的波特图。

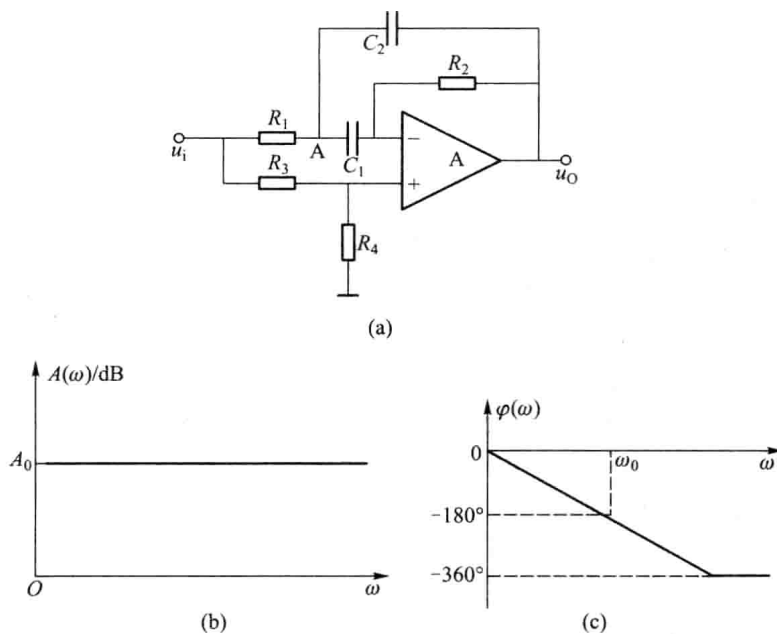


图 P6-4

解:(1) 列方程组如下

$$\begin{cases} U_+(j\omega) = U_-(j\omega) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_i(j\omega) \\ \frac{U_i(j\omega) - U_A(j\omega)}{R_1} = j\omega C_2 (U_A(j\omega) - U_o(j\omega)) \\ \quad + j\omega C_1 (U_A(j\omega) - U_+(j\omega)) \\ j\omega C_1 (U_A(j\omega) - U_+(j\omega)) = \frac{U_+(j\omega) - U_o(j\omega)}{R_2} \end{cases}$$

由以上方程组可以解出该滤波器的频率特性为

$$A(j\omega) = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{A_0 \left[ \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - \frac{1}{Q} \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right) + 1 \right]}{\left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1}{Q} \left( j \frac{\omega}{\omega_0} \right) + 1} = \frac{A_0 \left[ 1 - j \frac{1}{Q \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \right]}{1 + j \frac{1}{Q \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)}}$$

其幅频特性和相频特性分别为

$$\begin{cases} A(j\omega) = A_0 \\ \varphi(\omega) = -2 \arctan \left[ \frac{1}{Q \left( \frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0} \right)} \right] \end{cases}$$

其中

$$\begin{cases} A_0 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{C} \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2}} \\ Q = \frac{1}{C_1 + C_2} \sqrt{\frac{R_2 C_1 C_2}{R_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} \end{cases}$$

(2) 由以上分析可知,图 P6-4 所示电路为二阶全通滤波器,即二阶移相滤波器,幅频特性曲线  $A(\omega) = A_0$  的波特图如图 P6-4(b) 所示,相频特性曲线  $\varphi(j\omega)$  的波特图如图 P6-4(c) 所示。

**6-5** 一阶低通滤波器电路如图 P6-5 所示。

(1) 推导传递函数  $A_u(j\omega)$  的表达式。

(2) 若  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ , 求低频增益  $A_u$  为多少 (dB)。

(3) 若要求截止频率  $f_H = 5 \text{ Hz}$ , 问  $C$  的取值应为多少。

**解:** (1) 由图 P6-5 可得到:

$$A_u(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1} = -\frac{\frac{R_2}{1 + j\omega CR_2}}{R_1}$$

$$\begin{cases} |A_u(j\omega)| = \frac{\frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}} \\ \varphi(j\omega) = \pi - \text{tg}^{-1} \frac{\omega}{\omega_0} \end{cases}$$

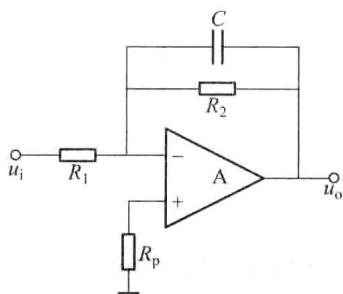


图 P6-5

式中  $\omega_0 = \frac{1}{CR_2}$ ,

(2) 当  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$  时, 令  $\omega = 0$ , 得低频增益  $A_u$  为:

$$|A_u(j\omega)|_{\omega=0} = \frac{R_2}{R_1} = 10$$

(3) 令  $\omega_0 = 2\pi f_H$ , 可得到:

$$C = \frac{1}{2\pi f_H R_2} = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^5} \text{ F} = 0.3183 \times 10^{-6} \text{ F}$$

可选  $0.33 \text{ }\mu\text{F}$  的标称值电容。

**6-6** 用四只  $10 \text{ k}\Omega$  的电阻、两只  $0.01 \text{ }\mu\text{F}$  的电容和一只集成运放可组成一个二阶压控电压源 HPF。试画出电路图, 并求出它的通带电压放大倍数,  $Q$  值和特征频率。

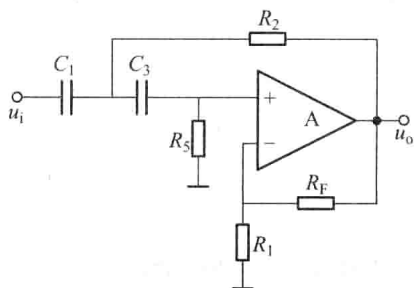


图 P6-6

**解:** (1) 由四只  $10 \text{ k}\Omega$  的电阻、两只  $0.01 \text{ }\mu\text{F}$  的电容和一只集成运放可组成一个二阶压控电压源 HPF 如图 P6-6 所示, 图中  $C_1 = C_3 = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ 。

(2) 由图 P6-6 所示电路可得通带电压放大倍数为:  $H(\infty) = A_F = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 2$

(3)  $Q$  值为:  $Q = \frac{\sqrt{R_2 R_5 C_1 C_3}}{R_2(C_1 + C_3) + R_5 C_3(1 - A_F)} = \frac{1}{2}$

(4) 特征频率为:  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_5 C_1 C_3}} = \frac{1}{RC} = 10^4 \text{ rad/s}$

**6-7** 分析如图 P6-7 所示电路, 求其通带放大倍数、截止频率, 并画出电路的幅频特性, 说明该电路属于哪种滤波器。

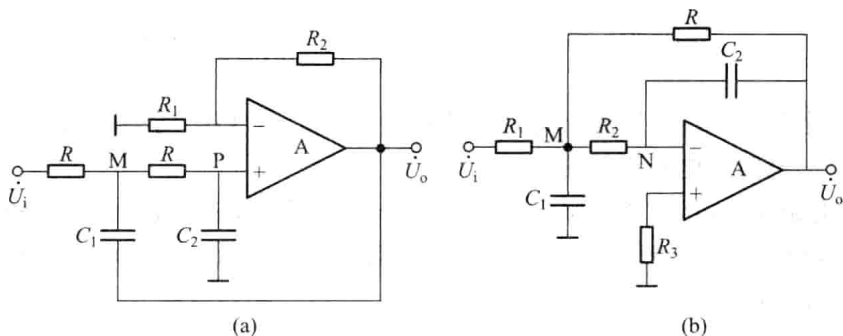


图 P6-7

**解:** (1) 由图 P6-7(a) 的电路结构可知, 该电路为二阶 Sallen-key 低通滤波器。因此由主教材中公式 (6.3.5) 得到:

$$H(0) = A_F = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R R C_1 C_2}} = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}}$$

$$Q = \frac{\sqrt{R R C_1 C_2}}{C_2(R + R) + R C_1(1 - A_F)} = \frac{R_1 \sqrt{C_1 C_2}}{2 R_1 C_2 - R_2 C_1}$$

(2) 由图 P6-7(b) 的电路结构可知, 该电路为二阶 MFB 低通滤波器。因此由主教材中公式 (6.3.40) - (6.3.42) 得到:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R R_2 C_1 C_2}}$$

$$H(0) = -\frac{R}{R_1}$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left( \sqrt{\frac{R R_2}{R_1}} + \sqrt{\frac{R}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R}} \right)$$

幅频特性参考教材内容。

**6-8** 某同学连接一个二阶压控电压源型高通滤波器, 如图 P6-8 所示,  $R_2 = R_3 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , 但发现滤波器特性与高通特性不符, 请指出错在哪儿? 并在图上加以改定。

**解:** 由图 P6-8 电路结构可知, 该电路为二阶 Sallen-key 型滤波器, 要实现二阶压控电

压源型高通滤波器功能,图中  $R_2$  的位置应该为电容,图中  $C_2$  的位置应该为电阻,即将  $R_2$  和  $C_2$  交换位置。

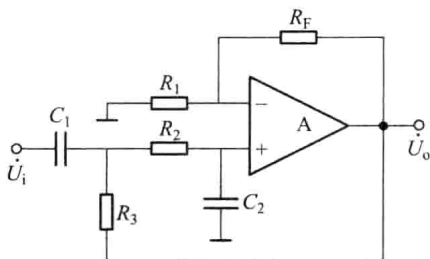


图 P6-8

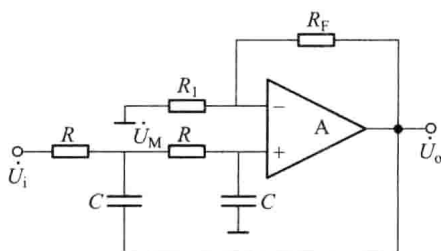


图 P6-9

**6-9** 在图 P6-9 中,如果要求通频带截止频率为  $f_0 = 2 \text{ kHz}$ ,等效品质因数  $Q = 0.707$ ,试确定电路中的电阻和电容元件的参数。

**解:**由图电路结构可知,该电路为二阶 Shallen-key 低通型滤波器,由图可知  $R_1 = R_3 = R$ ,  $C_5 = C_2 = C$ 。因此,当截止频率为  $f_0 = 2 \text{ kHz}$ ,等效品质因数  $Q = 0.707$  时,由主教材中公式(6.3.9)~(6.3.12)得到:

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R}, A_F = 3 - \frac{1}{Q}$$

若  $R, R_1$  选标称值  $5.1 \text{ k}\Omega$ ,  $Q = 2$ ,

则

$$C = \frac{1}{2\pi f_0 R} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times 10^3 \times 5.1 \times 10^3} = 0.0156 \text{ }\mu\text{F},$$

$$A_F = 1 + \frac{R_F}{R_1} = 3 - \frac{1}{0.707} = 1.5856$$

$$R_F = 0.5856 R_1 = 2.99 \text{ k}\Omega$$

在实际中,因电阻的调节比较方便,通常先按标称值确定电容,再计算电阻,本题可先选择  $C = 0.033 \text{ }\mu\text{F}$  标称值电容,再确定电阻。计算过程如下:

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times 10^3 \times 0.033 \times 10^{-6}} = 2.41 \text{ k}\Omega$$

若选  $R_1 = R = 2.41 \text{ k}\Omega$ ,  $Q = 2$ ,

则

$$R_F = 0.5856 R_1 = 1.41 \text{ k}\Omega$$

$2.41 \text{ k}\Omega$ 、 $1.41 \text{ k}\Omega$  的电阻可通过选择  $1\%$ 、 $0.1\%$  精度的电阻,或通过定做得到。比获得精密电容更容易。

**6-10** 试分析图 P6-10 所示各电路是哪种类型的滤波器? 属于几阶?

**解:**图(a)所示电路为一阶高通滤波器;

图(b)所示电路为二阶高通滤波器;

图(c)所示电路为二阶带通滤波器;

图(d)所示电路为二阶带阻滤波器。

**6-11** 设计一个二阶 Buterworth 高通滤波器,要求下限频率为  $f_0 = 1 \text{ kHz}$ ,试确定电路各

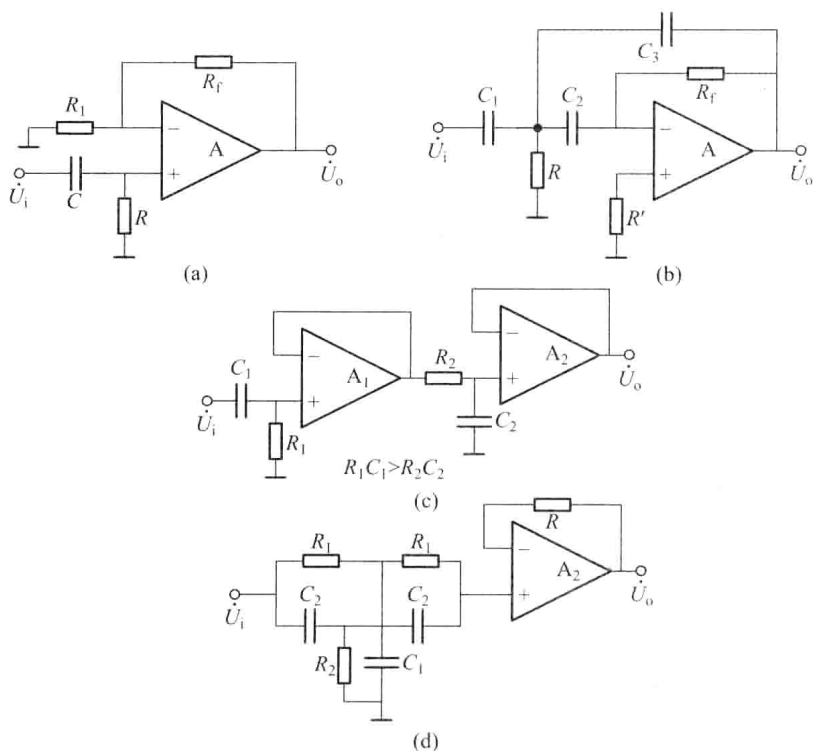


图 P6-10

元件的值。并写出传递函数的表达式。

**解:** 电路结构选择 Shenllen-Key 型滤波器, 电路如图 P6-11 所示, 选取  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , 对于 Buterworth 滤波器,  $Q = 1/\sqrt{2}$ , 则由主教材中的公式 (6.3.20) 得:

$$A_F = 3 - \frac{1}{Q} = 3 - \sqrt{2} = 1.586 = 1 + \frac{R_{F2}}{R_{F1}}$$

选  $R_{F2} = 10 \text{ k}\Omega$ , 则  $R_{F1} = 5.86 \text{ k}\Omega$ ,

由  $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ , 选  $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ , 得

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 1.6 \text{ k}\Omega,$$

又根据  $\omega_0 = 2\pi f_0 = 6.28 \times 10^3 \text{ rad/s}$ , 可得到传递函数为:

$$H(s) = \frac{1.586s^2}{s^2 + 1.414 \times 6.28 \times 10^3 s + (6.28 \times 10^3)^2}$$

**6-12** 设二阶 LPF 和一阶 HPF 的通带放大倍数均为 2, 通带截止频率分别为 2 kHz 和 100 Hz。试用它们构成一个带通滤波器, 并画出幅频特性曲线的波特图。

**解:** 低通滤波器的通带截止频率为 2 kHz, 高通滤波器的通带截止频率为 100 Hz。将两个滤波器串联, 就构成带通滤波器, 串联后的通带放大倍数为 4, 通带增益的分贝数为

$$20 \lg |H(j\omega)| \approx 12 \text{ dB}$$

幅频特性如图 P6-12 所示。

**6-13** 电路如图 P6-13 所示, 求电路的传递函数, 通带电压放大倍数和截止频率。并

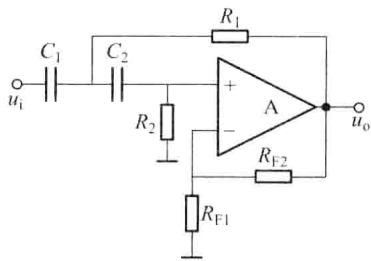


图 P6-11

指出电路功能(滤波器类型及阶数)。

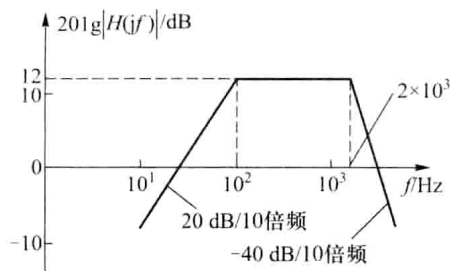


图 P6-12

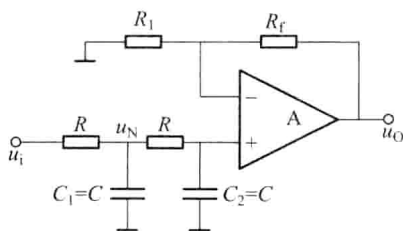


图 P6-13

**解:**定性分析:电路可看成由两个一阶 RC 积分网络和一个同相比值运放组成,所以该电路为二阶有源低通滤波器。

### ① 通带增益

当  $f=0$  时,各电容器可视为开路,通带内的增益为:

$$A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$$

### ② 二阶低通有源滤波器传递函数

根据图 P6-13 运放的同相输入端电路,可以写出

$$\begin{aligned} U_o(s) &= A_{up} U_+(s) \\ U_+(s) &= U_N(s) \frac{1}{1+sC_2R} \\ U_N(s) &= \frac{\frac{1}{sC_1} // \left(R + \frac{1}{sC_2}\right)}{R + \frac{1}{sC_1} // \left(R + \frac{1}{sC_2}\right)} U_i(s) \end{aligned}$$

联立求解以上三式,可得滤波器的传递函数:

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{A_{up}}{1+3sCR+(sCR)^2}$$

由此可知,该电路为二阶有源低通滤波器,与定性分析结论相同。

### ③ 通带截止频率

令  $s=j\omega$ , 并取  $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$  可得;

$$H(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 3j\frac{\omega}{\omega_0}}$$

当  $\omega = \omega_0$  时,上式分母的模

$$\left| 1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + 3j\frac{\omega}{\omega_0} \right| = \sqrt{2}$$

解得截止频率

$$\omega_p = \sqrt{\frac{\sqrt{53}-7}{2}} \omega_0 = 0.37 \omega_0 = \frac{0.37}{RC}$$

**6-14** 有源滤波器电路如图 P6-14 所示,试分别指出 4 种电路各属于何种功能的滤波器,画出相应的无源滤波器电路。

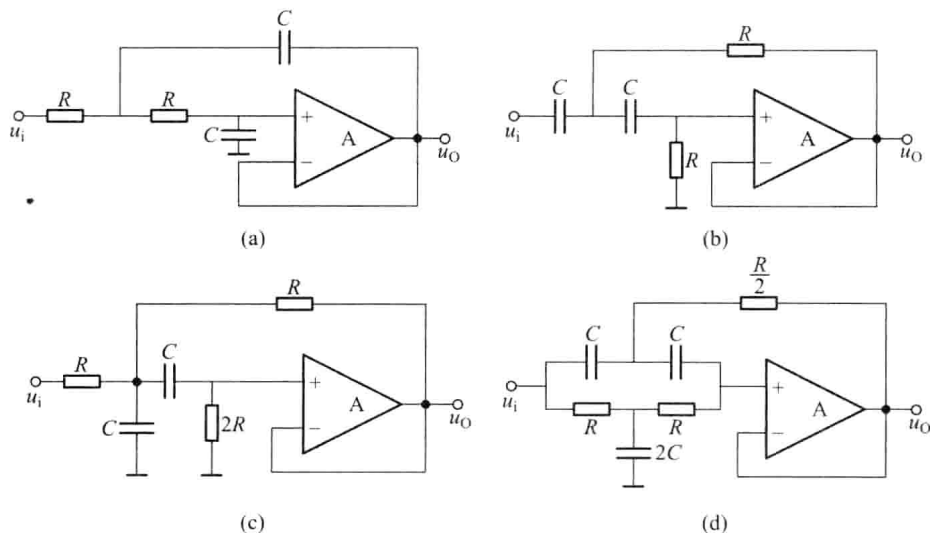


图 P6-14

**解:** (1) 图(a)所示电路可看成由两个一阶 RC 积分网络和一个运放构成的电压跟随器组成,所以该电路为二阶有源低通滤波器。相应的无源滤波器电路如图 P6-14'(a)所示。

(2) 图(b)所示电路可看成由两个一阶 RC 微分网络和一个运放构成的电压跟随器组成,所以该电路为二阶有源高通滤波器。相应的无源滤波器电路如图 P6-14'(b)所示。

(3) 图(c)所示电路可看成由一阶 RC 积分网络、一阶 RC 微分网络和一个运放构成的电压跟随器组成,所以该电路为二阶有源带通滤波器。相应的无源滤波器电路如图 P6-14'(c)所示。

(4) 图(d)所示电路由双 T 型网络和一个运放构成的电压跟随器组成,所以该电路为二阶有源带阻滤波器。相应的无源滤波器电路如图 P6-14'(d)所示。

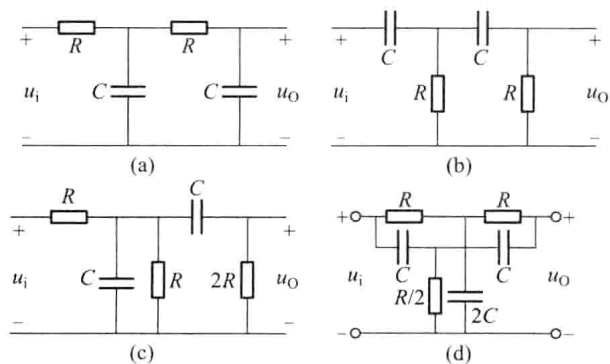


图 P6-14'

**6-15** 用 LM324 的两个运放实现 50 Hz 带阻滤波器的电路如图 P6-15 所示,图中有两个电位器  $R_{P1}$  和  $R_{P2}$ ,  $R_1 \gg R_4$  试问:

- (1)  $R_{p1}$  的调节应满足何指标, 其值为多少;  
 (2)  $R_{p2}$  的调节应满足何指标, 其值为多少。

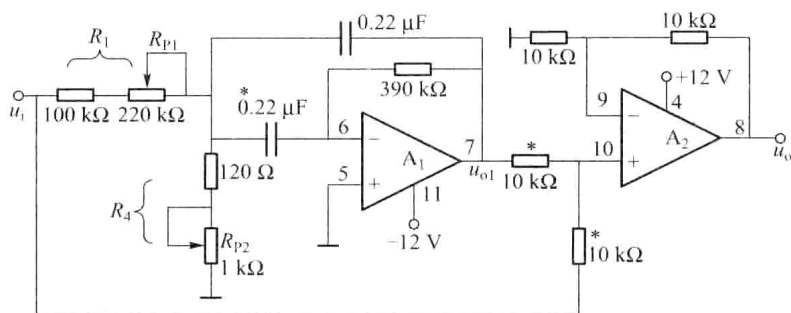


图 P6-15

解: 由图 P6-15 可知,  $A_1$  组成 50Hz 带通滤波器,  $A_2$  组成同相加法器, 设带通滤波器的传递函数为

$$H_1(j\omega) = \frac{H(\omega_0)}{1 - jQ\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

则整个电路的传递函数为:

$$H(j\omega) = 1 + H_1(j\omega) = 1 + \frac{H(\omega_0)}{1 - jQ\left(\frac{\omega_0}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_0}\right)}$$

- (1) 由此可知  $H(\omega_0) = 1$ , 由主教材中的公式 (6.3.58) 得

$$R_1 = \frac{R_5 C_3}{H(\omega_0)(C_3 + C_2)} = \frac{R_5}{2} = 195 \text{ k}\Omega$$

因此  $R_{p1}$  应调到  $R_{p1} = R_1 - 100 = 95 \text{ k}\Omega$ 。

- (2) 由主教材中的公式 (6.3.57) 得

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_4} = \frac{1}{\omega_0^2 R_5 C_3 C_2}$$

由于  $R_1 \gg R_4$ , 所以  $R_4 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 R_5 C_3 C_2} = 0.53 \text{ k}\Omega$

因此  $R_{p2}$  应调到  $R_{p2} = R_4 - 0.12 = 0.41 \text{ k}\Omega$ 。

**6-16** 电路如图 P6-16, 求该电路的幅频特性和相频特性, 并指出其功能。

解: 由图 P6-16 电路可知:

$$\begin{cases} U_B(s) = -\frac{R_1}{R_1} U_i(s) = -U_i(s) \\ \frac{U_i(s) - U_o(s)}{R} = sC(U_o(s) - U_B(s)) \end{cases}$$

整理得

$$U_o(s) = \frac{1 - sRC}{1 + sRC} U_i(s)$$

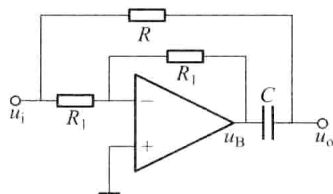


图 P6-16



令  $s = j\omega$  得

$$H(j\omega) = \frac{U_o(j\omega)}{U_i(j\omega)} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC}$$

可见该电路为一阶有源全通滤波器。

**6-17** 电路如图 P6-17 所示。

(1) 若  $C_1 = C_2, R_1 = R_2$ , 求传递函数, 并指出电路功能, 定性画出幅频特性。

(2) 若  $C_1$  短路, 定性画出幅频特性, 并指出电路功能的变化趋势。

(3) 若  $C_2$  开路, 定性画出幅频特性, 并指出电路功能的变化趋势。

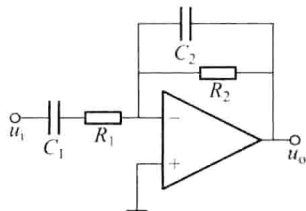


图 P6-17

**解:** 图 P6-17 电路的传递函数为:

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{sR_2C_1}{(1 + sR_1C_1)(1 + sR_2C_2)}$$

由此可知该电路为带通滤波器。

(1) 若  $C_1 = C_2, R_1 = R_2$ , 则

$$H(s) = -\frac{sR_1C_1}{(1 + sR_1C_1)^2}$$

$$H(j\omega) = -\frac{j\omega R_1C_1}{(1 + j\omega R_1C_1)^2}$$

$$|H(j\omega)| = \frac{\omega R_1C_1}{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right)}$$

式中  $\omega_0 = \frac{1}{R_1C_1}$ , 当  $\omega = \omega_0$  时,  $|H(j\omega)| = \frac{1}{2}$ , 令  $H(j\omega_{L,H}) = \frac{|H(j\omega_0)|}{\sqrt{2}}$  得:

$$\left(\frac{\omega_{L,H}}{\omega_0}\right)^2 - 2\sqrt{2}\left(\frac{\omega_{L,H}}{\omega_0}\right) + 1 = 0$$

$$\omega_{L,H} = (\sqrt{2} \pm 1)\omega_0$$

该电路为带通滤波器。幅频特性曲线如图 P6-17'(a) 所示。

(2) 若  $C_1$  短路, 则

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1(1 + sR_2C_2)}$$

$$H(j\omega) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{sC_2}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1(1 + j\omega R_2C_2)}$$

该电路为低通滤波器,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2C_2}}$ 。幅频特性曲线如图 P6-17'(b) 所示。

(3) 若  $C_2$  开路, 则

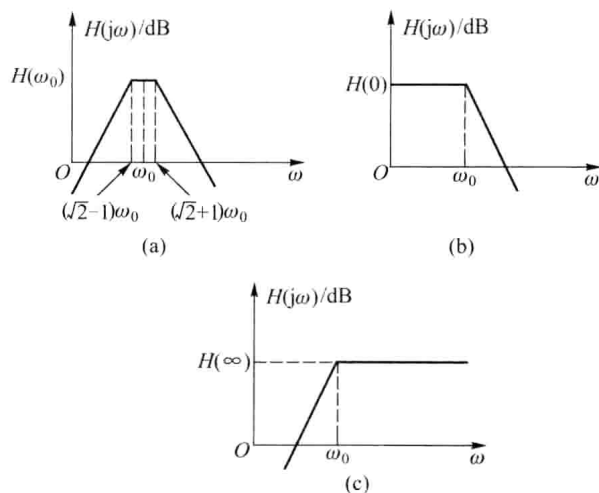


图 P6-17'

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{sR_2C_1}{(1 + sR_1C_1)}$$

$$H(j\omega) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = -\frac{j\omega R_2C_1}{1 + j\omega R_1C_1}$$

该电路为高通滤波器。幅频特性曲线如图 P6-17'(c) 所示。

**6-18** 电路如图 P6-18(a)、(b) 所示, 分别指出该电路的功能(滤波器类型及阶数)。

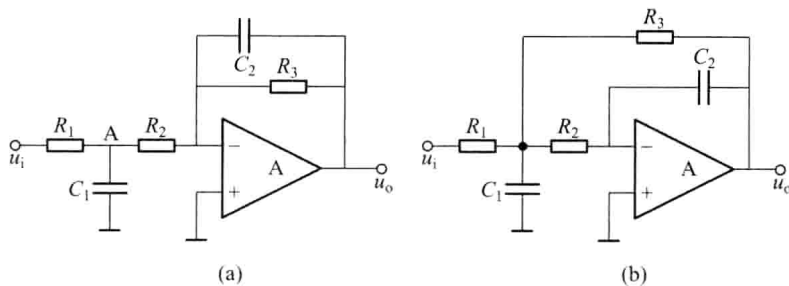


图 P6-18

**解:** (1) 根据图 P6-18(a) 的电路组成, 列方程如下:

$$\begin{cases} U_A(s) = \frac{1}{1 + sC_1R_1}U_i(s) \\ U_o(s) = -\frac{R_3 // \frac{1}{sC_2}}{R_2}U_A(s) = -\frac{R_3/R_2}{1 + sC_2R_3}U_A(s) \end{cases}$$

传递函数为

$$H(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = -\frac{R_3/R_2}{1+sC_2R_3} \frac{1}{1+sC_1R_1} = \frac{-\frac{1}{C_1R_1C_2R_2}}{s^2 + \left(\frac{1}{C_2R_3} + \frac{1}{C_1R_1}\right)s + 1}$$

由上式可知图(a)所示电路为二阶有源低通滤波器。

(2) 由图 P6-18(b) 的电路组成可知, 该电路为 MFB 型二阶有源低通滤波器。

**6-19** 状态变量滤波器电路如图 P6-19 所示, 分别指出从 A、B、C、D 输出的滤波器的功能。

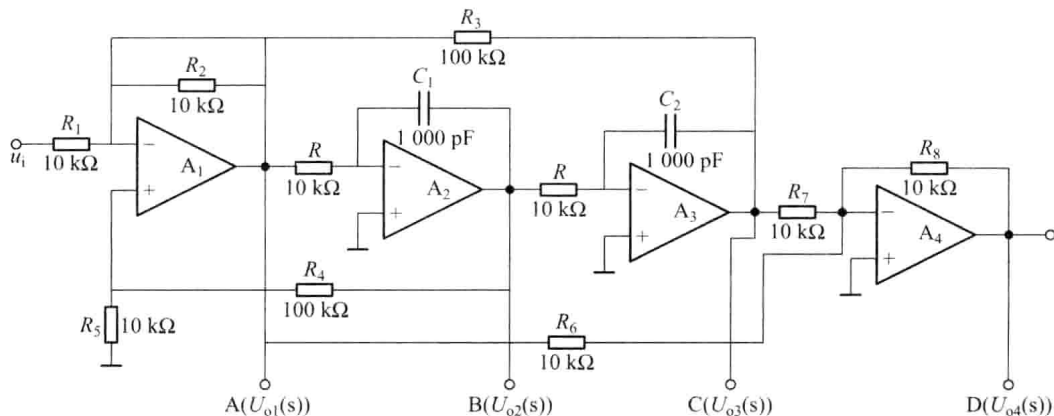


图 P6-19

**解:** (1) 定性分析: 在  $U_i(s)$  的作用下, 若以  $U_{o1}(s)$  为输出, 则其反馈通路为串接的两个积分运算电路, 即二阶低通滤波电路, 故实现的是二阶高通滤波; 若以  $U_{o2}(s)$  为输出, 则因高通滤波的输出  $U_{o1}(s)$  又经低通滤波电路, 故实现带通滤波。若以  $U_{o3}(s)$  为输出, 则因带通滤波的输出  $U_{o2}(s)$  又经积分电路, 故实现低通滤波。若以  $U_{o4}(s)$  为输出, 则因高通滤波的输出  $U_{o1}(s)$  和低通滤波的输出  $U_{o3}(s)$  经求和运算, 故必然实现带阻滤波。因此, 整个电路从不同的输出端得到四种不同的滤波功能。

(2) 电路具体的分析计算如下。

$A_1$  同相输入端的电位

$$U_p(s) = 0.1 U_{o2}(s)$$

根据叠加原理, 以  $U_i(s)$ 、 $U_{o2}(s)$  和  $U_{o3}(s)$  为输入, 第一级求和电路的输出

$$U_{o1}(s) = -U_i(s) + 0.21 U_{o2}(s) - 0.1 U_{o3}(s)$$

即:

$$U_i(s) = -U_{o1}(s) + 0.21 U_{o2}(s) - 0.1 U_{o3}(s) \quad (6-19-1)$$

若  $R_6$ 、 $R_7$  用  $R$  代替,  $C_1$ 、 $C_2$  用  $C$  代替, 则  $U_{o1}(s)$ 、 $U_{o2}(s)$  和  $U_{o3}(s)$  之间的关系为

$$U_{o2}(s) = -\frac{U_{o1}(s)}{sRC} \quad (6-19-2)$$

$$U_{o3}(s) = -\frac{U_{o2}(s)}{sRC} = \frac{U_{o1}(s)}{(sRC)^2} \quad (6-19-3)$$

$$U_{o1}(s) = sRC U_{o2}(s) = (sRC)^2 U_{o3}(s) \quad (6-19-4)$$

将式(6-19-2)、(6-19-3)、(6-19-4)代入(6-19-1)可分别求出  $U_{o1}(s)$ 、 $U_{o2}(s)$ 、

$U_{o3}(s)$  和  $U_i(s)$  之间的传递函数,实现各种滤波功能,这种电路称为状态变量型有源滤波。本节以二阶为例讲述状态变量型有源滤波电路的编程、电路的组成和集成电路的特点。

$$A_{u1}(s) = \frac{U_{o1}(s)}{U_i(s)} = -\frac{10(sRC)^2}{1+2.1sRC+10(sRC)^2}$$

$$A_{u2}(s) = \frac{U_{o2}(s)}{U_i(s)} = -\frac{10sRC}{1+2.1sRC+10(sRC)^2}$$

$$A_{u3}(s) = \frac{U_{o3}(s)}{U_i(s)} = -\frac{10}{1+2.1sRC+10(sRC)^2}$$

因为  $U_{o4}(s) = -[A_{u1}(s) + A_{u3}(s)]U_i(s)$ , 所以

$$A_{u4}(s) = \frac{U_{o4}(s)}{U_i(s)} = -\frac{10+10(sRC)^2}{1+2.1sRC+10(sRC)^2}$$

由此可知: $A_{u1}(s)$ 、 $A_{u2}(s)$ 、 $A_{u3}(s)$  和  $A_{u4}(s)$  分别为高通、带通、低通和带阻滤波电路的传递函数,与定性分析的结果相同。

**6-20** 图 P6-20 是一个 MOS 开关电容等效电路, $\Phi$  和  $\bar{\Phi}$  为两个同频反相的驱动脉冲信号。试分析电路工作原理,并写出电路等效电阻  $R$  的表达式。

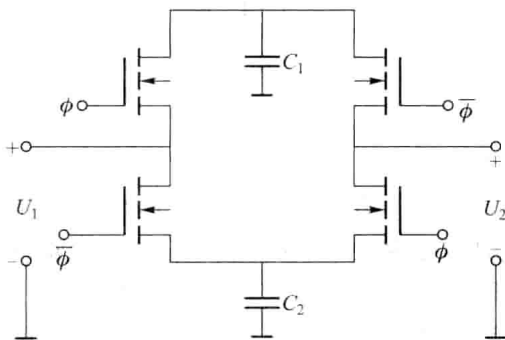


图 P6-20

**解:**图 P6-20 是由两个电容构成的开关电路。可看成开关电容的并联结构,图中开关由两相同频反相时钟驱动。当  $\varphi$  为高电平时, $U_{C1} = U_1$ , 电容  $C_1$  充电,  $U_{C2} = U_2$ , 电容  $C_2$  放电; 当  $\bar{\varphi}$  为高电平时,  $U_{C1} = U_2$ , 电容  $C_1$  放电,  $U_{C2} = U_1$ , 电容  $C_2$  充电。在一个时钟周期  $T_c$  内, 电容  $C_1$ 、 $C_2$  分别从  $U_1$  端向  $U_2$  端转移的电荷量为

$$\Delta Q_1 = C_1(U_1 - U_2) \quad (6-20-1)$$

$$\Delta Q_2 = C_2(U_1 - U_2) \quad (6-20-2)$$

因此,在一个时钟周期内, $C_1$ 、 $C_2$  中电荷变化总量为

$$\Delta Q = \Delta Q_1 + \Delta Q_2 = (C_1 + C_2)(U_1 - U_2) \quad (6-20-3)$$

$T_c$  内平均电流

$$I = \frac{\Delta Q}{T_c} = \frac{C_1 + C_2}{T_c}(U_1 - U_2) \quad (6-20-4)$$

其等效电阻

$$R_c = \frac{T_c}{C_1 + C_2} = \frac{1}{f_c(C_1 + C_2)} \quad (6-20-5)$$

$C_1 = C_2 = C_R$ , 则上式可简化为

$$R_c = \frac{1}{2f_c C_R}$$

**6-21** 图 P6-21 为差分开关电容积分器, 试输出表达式

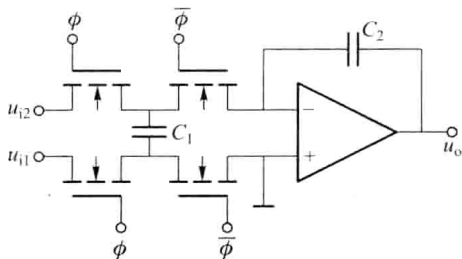


图 P6-21

**解:** 图 P6-21 中, 当  $\phi$  为高电平时, 电容  $C_1$  上建立  $(u_{i2} - u_{i1})$  的电压, 当  $\bar{\phi}$  为高电平时,  $u_- - u_+ = u_2 - u_1$ , 也就是说, 利用开关电容实现两个电压相减。开关电容的等效电阻计算如下:

当  $\phi$  为高电平时充电电荷为  $Q = C_1(u_{i2} - u_{i1})$ ; 当  $\bar{\phi}$  为高电平时, 放电电荷为  $Q$ , 一个周期内传输的总电荷为  $Q$ , 等效电流为:

$$i = \frac{Q}{T_c} = \frac{C_1}{T_c} (u_{i2} - u_{i1})$$

输出电压为:

$$U(s) = -I(s) \frac{1}{sC_2} = -\frac{C_1}{sC_2 T_c} [U_{i2}(s) - U_{i1}(s)]$$

或:

$$u(t) = -\frac{C_1}{C_2 T_c} \int (u_{i2}(t) - u_{i1}(t)) dt$$

可见, 该电路实现了两个电压的相减的积分。

# 第七章 反馈与振荡

## 7.1 基本要求及重点、难点

**1. 基本要求** (在前几章对反馈有所了解的基础上,本章将进一步深入总结和提高)

(1) 深刻理解反馈框图,反馈方程,负反馈与正反馈等重要概念。深刻理解在深度负反馈条件下, $A_f = \frac{A}{1+AF} \approx \frac{1}{F}$  的含义及启示。

(2) 掌握正确判断反馈类型的方法。

(3) 深刻理解负反馈对放大器性能的改善及其原理。

(4) 掌握在深度负反馈条件下,放大器电压增益的估算方法。

(5) 能正确将负反馈引入放大器,以达到改善放大器某些性能的目的和要求。

(6) 正确理解负反馈放大器不稳定,并导致产生自激振荡的原因。了解消除自激振荡,使放大器重新趋于稳定的方法及原理(相位补偿法)。

(7) 深刻理解正反馈在振荡器中的关键作用。掌握引入正反馈的迟滞电压比较器的工作原理及传输特性,掌握由正反馈迟滞比较器和  $RC$  定时网络组成的弛张振荡器的工作原理及振荡波形(方波、三角波、脉冲波和锯齿波等)。

(8) 了解正弦振荡器的振荡条件(相位条件及振幅条件),在引入正反馈基础上,还必须有一个选频网络,以使电路仅仅在一个频率点上满足振荡条件。重点了解文氏桥振荡器、 $LC$  三点式振荡器,以及晶体振荡器的电路结构及工作原理。

注:如果在模拟电子电路课后还设有高频电子线路课的学校,则正弦振荡器的有关内容可以不作要求。

### 2. 重点、难点

**重点:**反馈方程,反馈类型判断,负反馈对放大器性能的改善,深反馈条件下,放大器电压增益的估算,根据要求正确引入反馈。

**难点:**反馈类型判断,特别是用瞬时极性法判断正、负反馈;放大器稳定性判别及消振的相位补偿法原理。

## 7.2 习题类型分析及例题精解

**【例 7-1】** 为了减小输入电阻并使输出电流稳定,应对放大器引入\_\_\_\_\_反馈;为了减小放大器负载电容  $C_L$  产生的频率失真,应引入\_\_\_\_\_反馈;为了抑制零点漂移,应引入\_\_\_\_\_反馈。

**【例 7-2】** 在放大器中引入串联电压负反馈,则放大器的电压增益将\_\_\_\_\_,输入动态范围将\_\_\_\_\_,输入电阻将\_\_\_\_\_,输出电阻将\_\_\_\_\_,频带将\_\_\_\_\_,非线性失

真将\_\_\_\_\_。

**解:**以上两题均考核有关负反馈对放大器性能的影响。

例 7-1 中输入电阻减小说明是并联负反馈,输出电流稳定应是电流负反馈,所以应对放大器引入并联电流负反馈。

负载电容  $C_L$  并联在输出节点与地之间,所以为减小  $C_L$  引起的频率失真,反馈应从输出节点取样。所以应引入电压负反馈。

为了抵制零点漂移,即稳定直流工作点,应引入直流负反馈。

根据负反馈对放大器性能的影响可知,例 7-2 答案依次为减小、展宽、增大、减小、展宽、减小。读者可自行思考:若为其他三种反馈方式,该题中各空应如何填。

**【例 7-3】** 某反馈放大器框图如图 7-3 所示,求总增益  $A_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i}$ 。

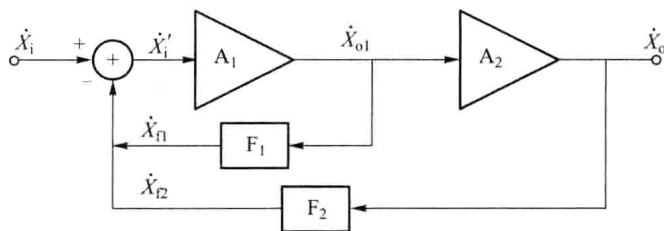


图 7-3 例 7-3 框图

**解:**由图可知:

$$\dot{X}_i' = \dot{X}_i - \dot{X}_{f1} - \dot{X}_{f2}, \quad \dot{X}_o = A_2 \dot{X}_{o1}$$

$$\dot{X}_{f1} = F_1 \dot{X}_{o1} \quad \dot{X}_{f2} = F_2 \dot{X}_o$$

因为

$$\dot{X}_{o1} = A_1 \dot{X}_i' = A_1 (\dot{X}_i - F_1 \dot{X}_{o1} - F_2 A_2 \dot{X}_{o1})$$

所以

$$\dot{X}_{o1} = \frac{A_1 \dot{X}_i}{1 + A_1 F_1 + A_1 A_2 F_2}$$

因此

$$A_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{A_2 \dot{X}_{o1}}{\dot{X}_i} = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 F_1 + A_1 A_2 F_2}$$

另一种方法:先算小闭环,后算大闭环。

$$A_{f1} = \frac{A_1}{1 + A_1 F_1}$$

$$A_f = \frac{A_{f1} A_2}{1 + A_{f1} A_2 F_2} = \frac{\frac{A_1}{1 + A_1 F_1} A_2}{1 + \frac{A_1}{1 + A_1 F_1} A_2 F_2} = \frac{A_1 A_2}{1 + A_1 F_1 + A_1 A_2 F_2}$$

**【例 7-4】** 电路如图 7-4 所示,分析图(a) 电路引入了何种反馈,图(b) 中分别从晶体管 C、E 极输出,试判断分别引入了何种反馈?

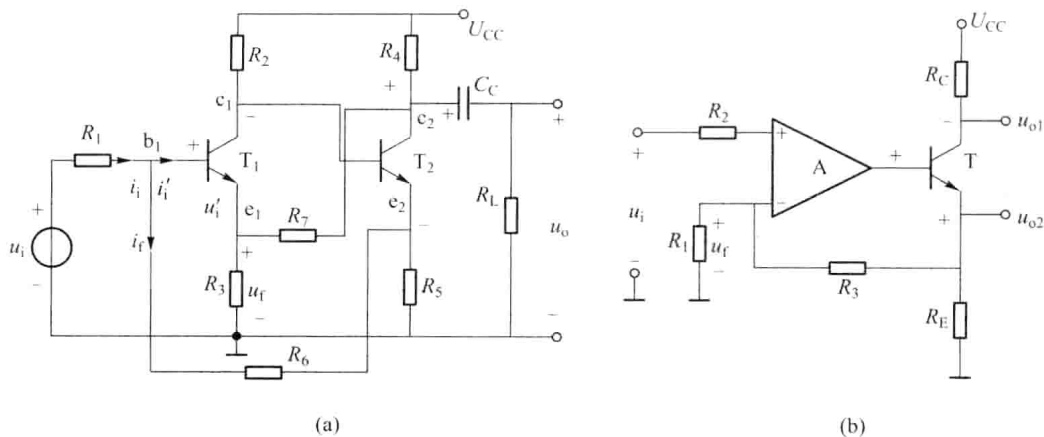


图 7-4

**解:** 本题是考核根据电路图找到反馈网络, 并正确判断反馈类型。

观察图 7-4(a) 电路, 发现  $T_1$ 、 $T_2$  本级均引入串联电流负反馈 ( $R_3$ 、 $R_7$ ) ; 两级之间有两个反馈支路, 一是  $R_7$  将输出电压  $U_o$  引向  $T_1$  发射极, 构成串联电压反馈, 又根据瞬时极性法判断, 反馈电压  $u_f$  极性为上正下负, 与输入信号  $u_i$  相减使控制电压  $u'_i$  减小, 故引进了串联电压负反馈。二是  $R_6$  由  $T_2$  射极连接到  $T_1$  基极, 将  $T_2$  射极电流分流至  $T_1$  基极, 反馈电流正比于输出电流, 构成了并联电流反馈, 又根据瞬时极性法判断, 反馈电流  $i_f$  方向是由  $b_1$  流向  $e_2$ , 而使  $T_1$  基极电流  $i'_i$  减小, 故引进了并联电流负反馈。

观察图 7-4(b) 电路, 发现  $R_3$  将  $u_{o2}$  引向运放反相端,  $u_f$  与  $u_i$  相减使控制电压  $u'_i$  减小, 故信号从  $T$  的发射极  $u_{o2}$  输出, 电路引进了串联电压负反馈。但如果信号从  $T$  的集电极  $u_{o1}$  输出, 而反馈仍从  $T$  的发射极引出, 和输出电压无直接联系, 而只与射极电流有关, 故电路引进了串联电流负反馈。

**【例 7-5】** 单级负反馈电路如图 7-5 所示, 试判别反馈类型, 并用深反馈估算法求放大器电压增益。

**解:** 对图 7-5(a) 而言, 放大器控制端电压等于输入电压与输出电压之差, 即

$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_o$  故电路引进了 100% 的串联电压负反馈。在深反馈条件下, 有:

$$\dot{U}'_i \rightarrow 0, \quad \dot{U}_i \approx \dot{U}_o, \text{ 故电压增益 } A_{uf} \approx 1。$$

对图 7-5(b) 而言, 放大器控制端电压等于输入电压与反馈电压之差, 即:

$\dot{U}'_i = \dot{U}_i - \dot{U}_f$ , 而反馈电压与电流  $I_E$  成正比, 故电路引进了串联电流负反馈。在深反馈条件下, 有:

$$\dot{U}'_i \rightarrow 0, \quad \dot{U}_i \approx \dot{U}_f = R_E \times \dot{I}_e, \quad \dot{I}_e = \frac{\dot{U}_i}{R_E},$$

输出电压  $\dot{U}_o$  为 
$$\dot{U}_o = -\dot{I}_e \times (R_C // R_L) \approx -\dot{I}_e \times (R_C // R_L) = -\frac{\dot{U}_i}{R_E} (R_C // R_L),$$

故电压增益  $A_{uf}$  为 
$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_C // R_L}{R_E}$$



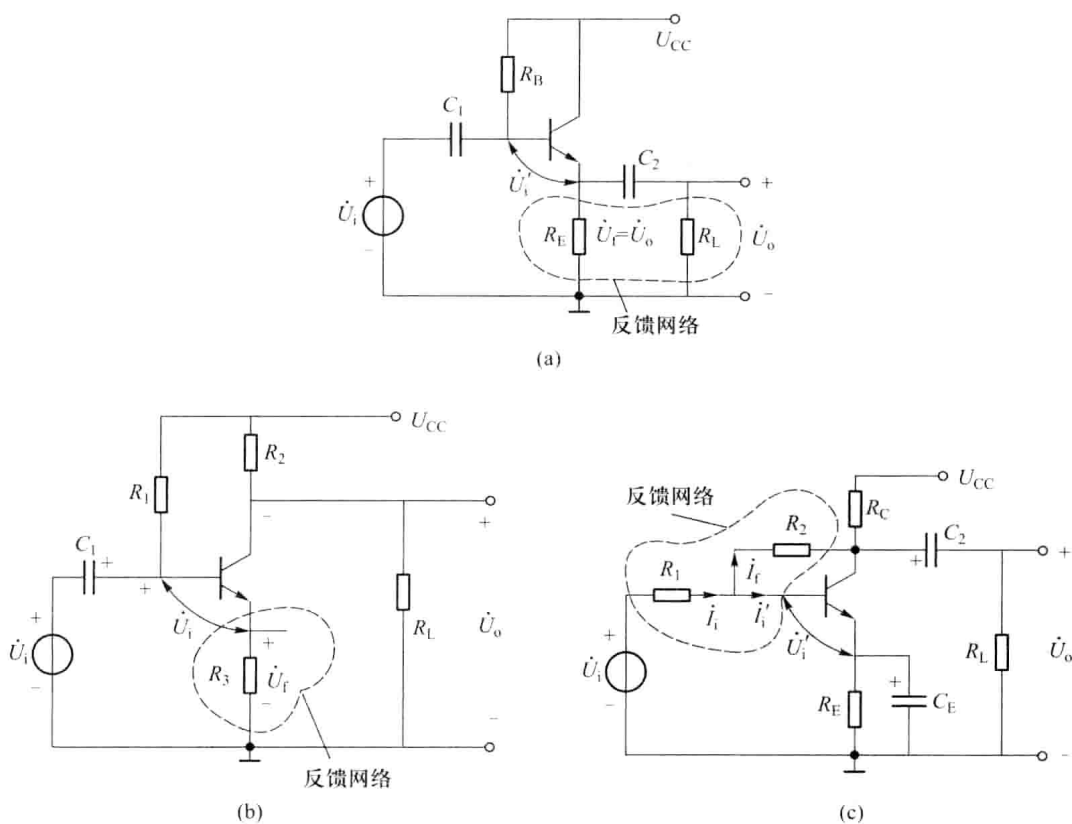


图 7-5 例 7-5 电路图

对图 7-5 (c) 而言, 反馈支路 ( $R_2$ ) 与输入支路 ( $R_1$ ) 为节点连接, 流入控制端的电流等于输入电流与反馈电流之差, 故电路引入了并联电压负反馈。在深反馈条件下, 有:

$$\begin{aligned} \dot{I}'_i &= \dot{I}_i - \dot{I}_f \approx 0, \quad \dot{I}_i \approx \dot{I}_f \\ \dot{I}_i &= \frac{\dot{U}_i - \dot{U}'_i}{R_1} \approx \frac{\dot{U}_i}{R_1} \quad \dot{I}_f = \frac{\dot{U}'_i - \dot{U}_o}{R_2} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_2} \end{aligned}$$

故电压增益  $A_{uf}$  为

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

**【例 7-6】** 电路如图 7-6 所示, 试判别反馈类型, 并求放大器电压增益。

**解:** 图 7-6 (a) 电路引进了并联电压负反馈。图 7-6 (b) 电路引进了串联电压负反馈。对直流而言电容呈现开路, 故两电路的直流增益分别为:

$$A_{uf(a)} = -\frac{R_2}{R_1} \quad A_{uf(b)} = 1$$

随着频率升高, 容抗减小, (a) 电路负反馈增强, (b) 电路负反馈减弱, 两电路的交流增益分别为:

$$A_{uf(a)} = -\frac{R_2 // \frac{1}{j\omega C}}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C R_2}$$

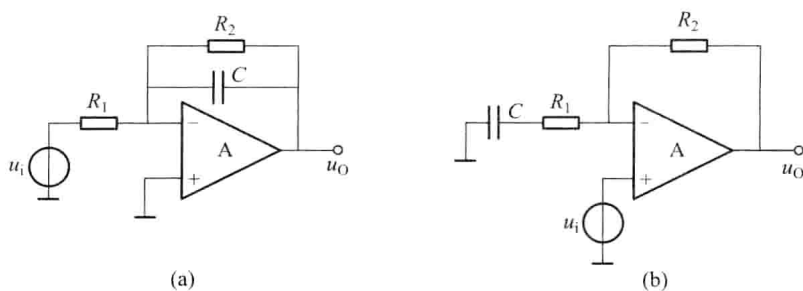


图 7-6 例 7-6 电路图

$$A_{uf(b)} = 1 + \frac{R_2}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = 1 + \frac{j\omega CR_2}{1 + j\omega CR_1} = \frac{1 + j\omega C(R_1 + R_2)}{1 + j\omega CR_1}$$

当频率很高时,两电路的交流增益分别趋向于:

$$A_{uf(a)} \rightarrow 0 \quad A_{uf(b)} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

定性画出两电路的幅频特性曲线分别如图 7-6' 所示

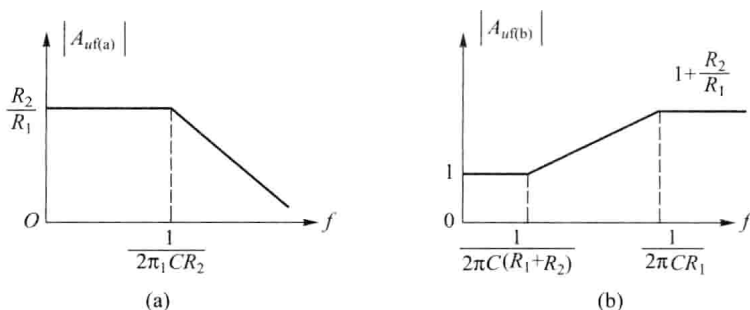


图 7-6'

**【例 7-7】** 放大电路如图 7-7(a) 所示。若要求输出电压稳定,输入阻抗增大,应引入何种类型的反馈? 在图中正确连线,以实现所要求的反馈放大器电路,并写出深反馈条件下的闭环放大倍数  $A_{uf}$ 。若需要引入串联电流负反馈,应如何连接?

**解:** 本题考核根据要求对已知电路引入反馈,连接电路,并计算。

要求稳定输出电压,应采用电压负反馈,故反馈取自输出节点,即  $T_3$  管集电极。输入阻抗增大,应为串联反馈,故反馈信号应加到  $T_2$  基极。应用“瞬时极性法”,设  $T_1$  基极为“+”,则  $T_1$  管集电极为“-”, $T_2$  基极为“-”, $T_2$  管集电极为“+”,若为负反馈,通过  $R_f$  引到  $T_2$  基极的反馈信号极性应为“+”,所以  $T_3$  管的集电极应为“+”, $T_3$  基极为“-”,所以  $T_3$  基极应接  $T_1$  管的集电极,电路如图 7-7(b) 所示。

由图(b)可见,反馈网络由  $R_f$  和  $T_2$  基极偏置电阻  $R_{B2}$  构成,反馈电压为  $R_{B2}$  两端电压,根据深反馈条件可知净输入信号  $\dot{U}'_i = 2\dot{U}_{be} = \dot{U}_i - \dot{U}_f \approx 0$ , 所以  $\dot{U}_i \approx \dot{U}_f$ 。

又因为

$$\dot{U}_f = F\dot{U}_o \approx \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_f} \dot{U}_o$$

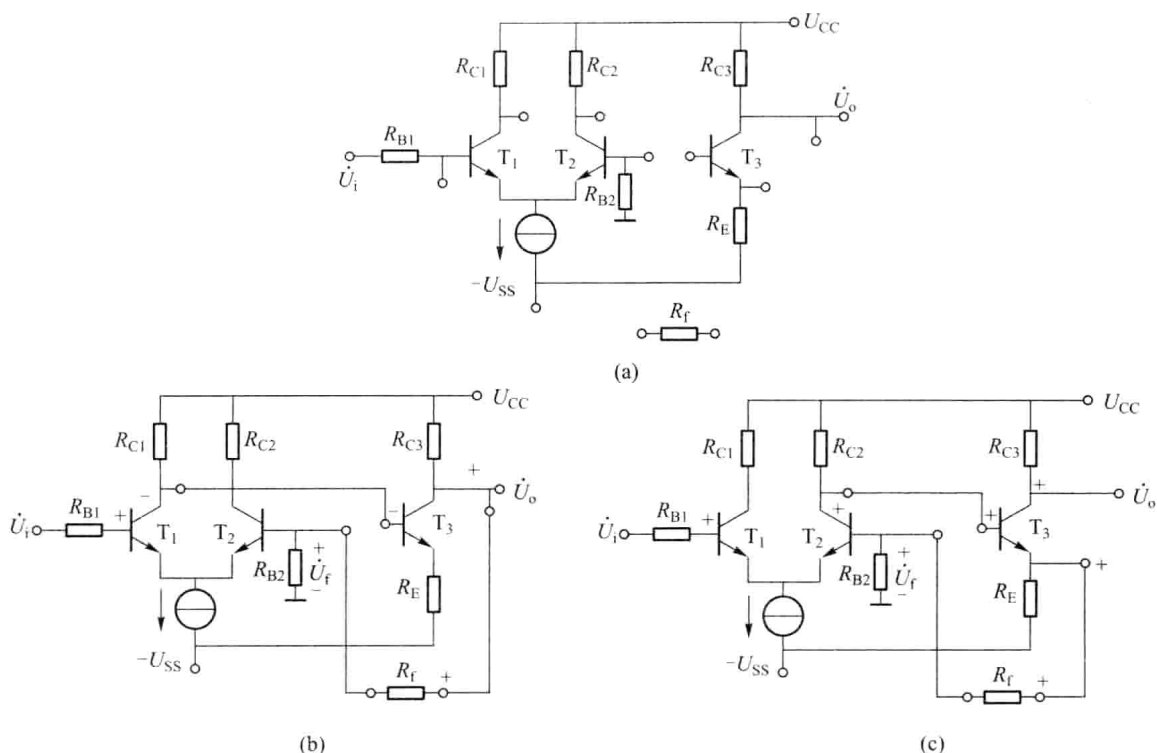


图 7-7 例 7-7 电路图

所以

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{F} \approx \frac{R_{B2} + R_f}{R_{B2}}$$

若电路需要引入串联电流负反馈,则取样点应在  $T_3$  射极,反馈信号依然加在  $T_2$  基极,根据瞬时极性可知,若  $T_3$  基极连接  $T_1$  的集电极则为正反馈,故  $T_3$  基极应接  $T_2$  的集电极,电路如图 7-7(c)。

读者可自行思考:若希望采用其他两种反馈方式,电路应如何连接。

【例 7-8】 恒流源电路如图 7-8 所示,

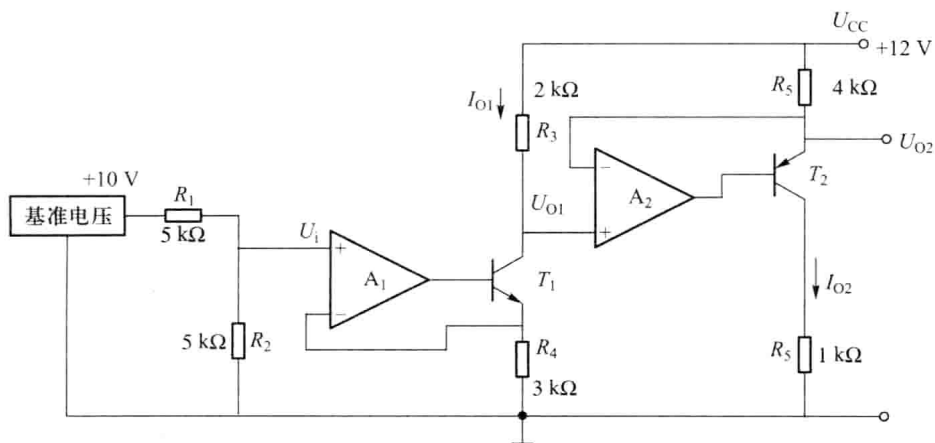


图 7-8

(1) 指出电路中引进了哪些反馈类型;

(2) 计算电路输出电压及输出电流:  $U_{o1}, U_{o2}, I_{o1}, I_{o2}$

解: (1) 由  $A_1$  和  $T_1$  组成的电路为串联电流负反馈, 由  $A_2$  和  $T_2$  组成的电路为串联电压负反馈。

(2) 由图可见:  $U_{R4} = U_i = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 10 = 5 \text{ V}$

$$I_{o1} = \frac{U_{R4}}{R_4} = \frac{5}{3} \text{ mA} \approx 1.66 \text{ mA}$$

$$U_{o1} = U_{CC} - R_3 \times I_{o1} = (12 - 2 \times 1.66) \text{ mA} = 8.68 \text{ V}$$

$$U_{R3} = U_{R5} = I_{o1} \times R_3 = 1.66 \times 2 \text{ V} = 3.32 \text{ V} \quad I_{o2} \approx \frac{U_{R5}}{R_5} = \frac{3.32}{4} \text{ mA} = 0.83 \text{ mA}$$

$$U_{o2} = U_{o1} = 8.68 \text{ V}$$

【例 7-9】 已知运放开环电压增益对数幅频特性如图 7-9(b) 所示, 用此运放构成放大电路如图 7-9(a) 所示。若图中反馈系数  $F$  分别取 0.001、0.01、0.1, 求图中反馈电阻  $R_f$  的值, 并用波特图法判断电路是否稳定工作。若不稳定, 画出采用电容补偿后能稳定工作的开环波特图。

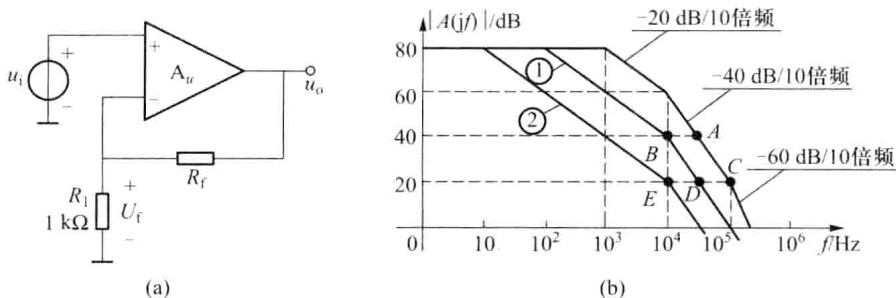


图 7-9 例 7-9 电路图及幅频特性

解: 本题考核能否根据开环电压增益幅频特性得出相频特性, 再根据相位裕度判别电路能否稳定工作, 理解负反馈越深电路越不稳定, 即反馈越深越容易自激。

由图 7-9(b) 可知, 该运放开环增益响应有三个极点, 分别为 1 kHz、10 kHz、100 kHz, 中频增益为 80 dB, 开环幅频表达式为

$$\begin{aligned} A(jf) &= \frac{A_1}{\left(1+j\frac{f}{f_1}\right) \left(1+j\frac{f}{f_2}\right) \left(1+j\frac{f}{f_3}\right)} \\ &= \frac{10^3}{\left(1+j\frac{f}{1 \text{ kHz}}\right) \left(1+j\frac{f}{10 \text{ kHz}}\right) \left(1+j\frac{f}{100 \text{ kHz}}\right)} \end{aligned}$$

$F=0.001$  时, 由  $F = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{1}{1 + R_f/R_1} = 0.001$ , 得  $R_f = 999 \text{ k}\Omega$ ,  $A_{uf} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = \frac{1}{F} = 10^3$ , 即图

中沿 60 dB 做水平线, 与开环特性交于 10 kHz 所对应的点, 也就是第二个极点, 其相移为  $135^\circ$ , 可以稳定工作, 可见  $F < 0.001$ , 或  $A_{uf} > 10^3$  时, 电路工作于该水平线以上, 相移小于  $135^\circ$ , 都属于稳定工作区。

$F=0.01$ ,  $R_f=99 \text{ k}\Omega$ ,  $A_{uf}=100$ , 即图中沿 40 dB 做水平线, 与开环特性交于 A 点, 由上述

分析可知,其相移大于  $135^\circ$ ,相位裕度小于  $45^\circ$ ,不能稳定工作。若通过引入电容滞后补偿减小第一极点频率,第二、三极点不变,相应开环幅频特性如图中折线①所示,与  $40\text{ dB}$  水平线交于  $B$  点,其相移为  $135^\circ$ ,该水平线以上,相移均小于  $135^\circ$ ,属于稳定工作区。

$F=0.1$ ,  $R_f=9\text{ k}\Omega$ ,  $A_{uf}=10$ ,即图中沿  $20\text{ dB}$  做水平线,分别与原开环特性和折线①交于  $C$ 、 $D$  点,同理可知,这两点相移均大于  $135^\circ$ ,不能稳定工作。引入电容滞后补偿,相应开环幅频特性如图中折线②所示,与  $20\text{ dB}$  水平线交于  $E$  点,相移为  $135^\circ$ ,该水平线以上,相移小于  $135^\circ$ ,属于稳定工作区。

**【例 7-10】** 试利用专用集成电压比较器 LM311,将一个受干扰的低频三角波(如图 7-10 所示)整形成方波,建议比较器电源电压采用  $\pm 5\text{ V}$ 。

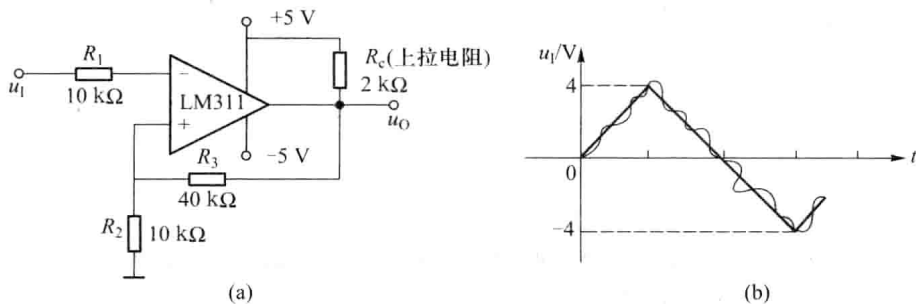


图 7-10

(a) 电路图;(b) 输入信号

**解:** 因为输入信号为受干扰的低频信号,故应采用抗干扰能力强的迟滞比较器,引入正反馈,使传输特性存在一个“回差”,如图 7-10 所示。

取上拉电阻  $R_c = 2\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = R_2 = 10\text{ k}\Omega$ ,取回差  $\Delta U_T = 2\text{ V}$ ,则正反馈系数  $F = \frac{u_{R2}}{u_o} = \frac{R_2}{R_3 + R_2} = \frac{1}{5}$ ,故  $R_3 = 40\text{ k}\Omega$ 。其传输特性及输出波形分别如图 7-10' 和图 7-10'' 所示。

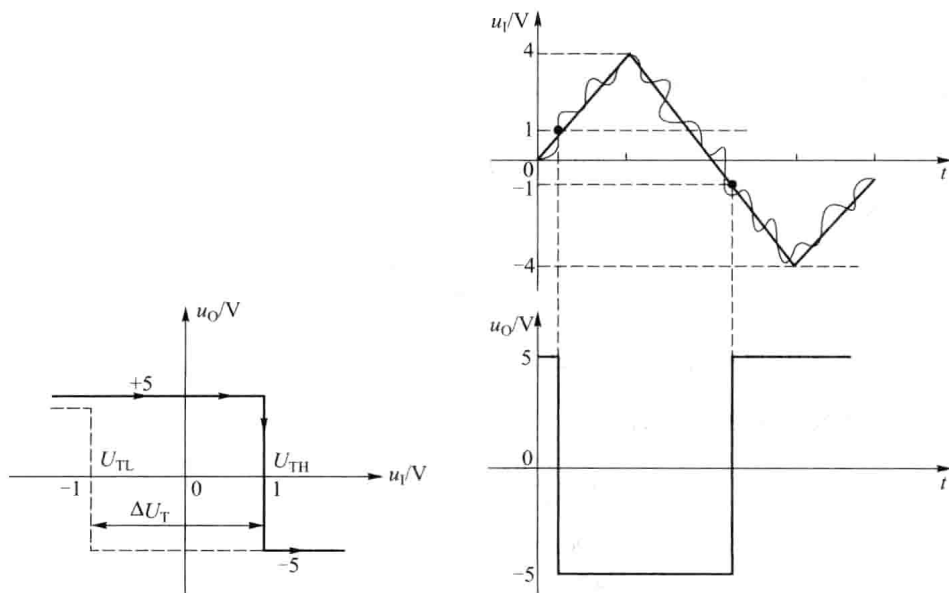


图 7-10' 传输特性

图 7-10'' 输出波形

【例 7-11】 设计一个弛张振荡器, 振荡频率  $f_0 = 100 \text{ Hz}$ , 方波输出振幅  $U_o \leq 12 \text{ V}$ , 三角波线性很好, 且振幅为  $6 \text{ V}$ 。

解: (1) 电路选择。因为要求三角波线性很好, 所以选用双运放构成弛张振荡器, 电路如图 7-11 所示。因为要求方波振幅  $U_o \leq 12 \text{ V}$ , 所以选电源电压  $U_{CC} = |U_{EE}| = 12 \text{ V}$ 。因为要求振荡频率  $f_0 = 100 \text{ Hz}$ , 频率较低, 故运放型号选 F007 (LM741)。

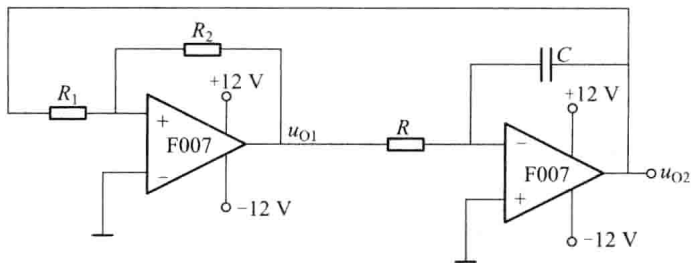


图 7-11 设计的电路图

(2) 阻容元件值的确定。

①  $R_2$ 、 $R_1$  的选择。根据设计目标, 画出  $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$  的波形, 如图 7-11' 所示。

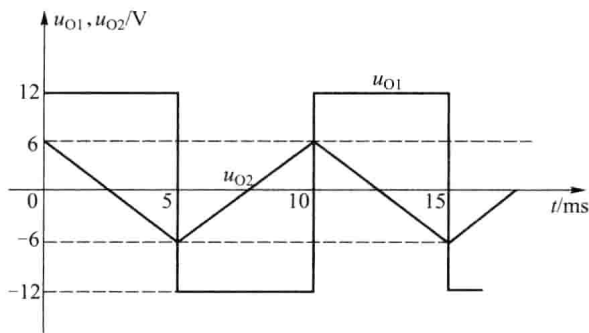


图 7-11' 方波、三角波波形

结合电路图,  $u_{O1}$  波形发生跳变时的  $u_{O2}$  应满足下式:

$$u_{O1} \frac{R_1}{R_1 + R_2} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_{O2} = 0$$

当  $u_{O1} = 12 \text{ V}$  时,

$$u_{O2} = -\frac{R_1}{R_2} u_{O1} = -\frac{R_1}{R_2} \times 12 = -6 \text{ V}$$

可见  $\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2}$ , 选  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ , 则  $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ 。

② 积分时常数  $R$ 、 $C$  的选择, 因为

$$f_0 = \frac{R_2}{4RCR_1} = 100 \text{ Hz}$$

$$RC = \frac{R_2}{4R_1 f_0} = \frac{1}{2 \times 100} = 0.5 \times 10^{-2}$$

故选  $R = 100 \text{ k}\Omega$ , 则

$$C = \frac{0.5 \times 10^{-2}}{10^5} = 0.5 \times 10^{-7} \text{ F} = 0.05 \text{ } \mu\text{F}$$

### 7.3 习题解答

**7-1** 如果要求开环放大倍数  $A$  变化 25% 时, 闭环放大倍数的变化不超过 1%。又要求闭环放大倍数  $A_f = 100$ , 试问开环放大倍数  $A$  应选多大? 这时反馈系数  $F$  又应该选多大?

解: 因为

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{1}{1+AF} \frac{dA}{A}$$

所以

$$1+AF = \frac{dA/A}{dA_f/A_f} = 25, AF = 24$$

又因为

$$A_f = \frac{A}{1+AF} = 100$$

所以

$$A = 2500, F = \frac{24}{A} = \frac{24}{2500} = 0.96\%$$

**7-2** 一放大器的电压放大倍数  $A_u$  在 150 ~ 600 之间变化(变化 4 倍), 现加入负反馈, 其电压反馈系数  $F_u = 0.06$ , 试问闭环放大倍数的最大值和最小值之比是多少?

解: 因为

$$A_f = \frac{A}{1+AF}$$

所以

$$A_{fmin} = \frac{A_{min}}{1+A_{min}F} = \frac{150}{1+150 \times 0.06} = 15$$

$$A_{fmax} = \frac{A_{max}}{1+A_{max}F} = \frac{600}{1+600 \times 0.06} \approx 16.2$$

故

$$\frac{A_{fmax}}{A_{fmin}} = \frac{16.2}{15} = 1.08$$

**7-3** 一反馈放大器框图如图 P7-3 所示, 试求总闭环增益  $A_f = \dot{X}_o / \dot{X}_i$ 。

解: 图中  $A_2$  及  $F_1$  构成一个小闭环, 其闭环增益

$$A'_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_{o1}} = \frac{A_2}{1+A_2F_1}$$

该放大倍数又作为大闭环中的开环增益的一部分, 对大闭环来说, 有

$$A_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{A_1 A'_f}{1+F_2 A_1 A'_f}$$

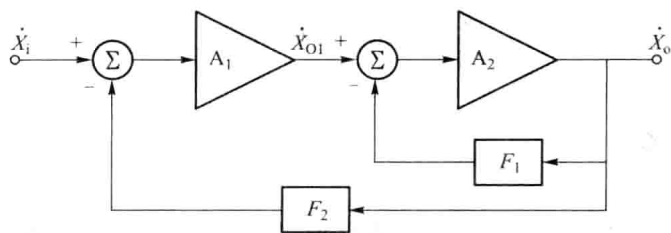
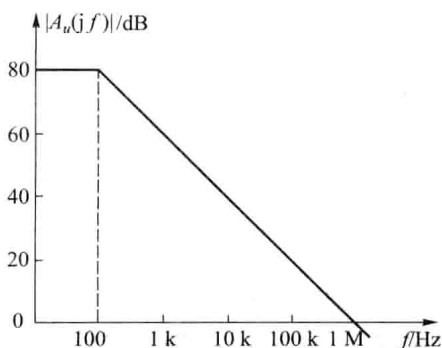


图 P7-3

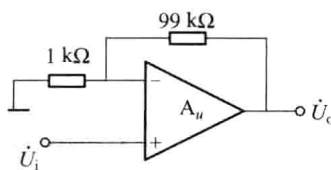
**7-4** 设集成运算放大器的开环幅频特性如图 P7-4(a)所示。

(1) 求开环低频增益  $A_u$ 、开环上限频率  $f_H$  和增益频带积  $A_u \cdot f_H$ ；

(2) 如图 P7-4(b)所示,在该放大器中引入串联电压负反馈,试求反馈系数  $F_u$ 、闭环低频增益  $A_{uf}$  和闭环上限频率  $f_{Hf}$ ,并画出闭环频率特性波特图



(a)



(b)

图 P7-4

**解:** (1) 开环低频增益  $A_u = 80 \text{ dB}$  (10 000 倍),  $f_H = 100 \text{ Hz}$ , 增益频带积  $A_u \cdot f_H = 10\,000 \times 100 = 10^6 \text{ Hz}$ 。

(2) 引入串联负反馈后的反馈系数  $F_u$  为

$$F_u = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{1}{99+1} = 0.01$$

闭环低频增益为

$$A_{uf} = \frac{A_u}{1+F_u A_u} \approx \frac{1}{F_u} = 100 \quad (\text{即 } 40 \text{ dB})$$

故闭环上限频率  $f_{Hf} = 10 \text{ kHz}$ , 其闭环波特图如图 P7-4'所示。

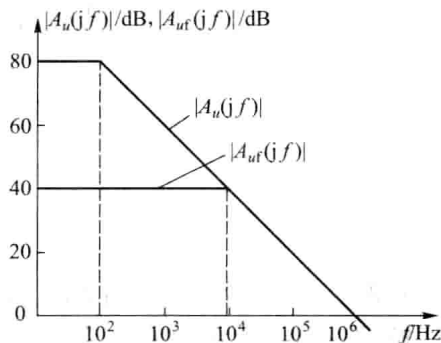


图 P7-4'

**7-5** 某放大器的放大倍数  $A(j\omega)$  为

$$A(j\omega) = \frac{1\,000}{1+j\omega/10^6}$$

若引入  $F=0.01$  的负反馈,试求:

(1) 开环中频放大倍数  $A_1$  和  $f_H$ ;



(2) 闭环中频放大倍数  $A_{uf}$  和  $f_{HF}$ 。

解:(1)  $A_1 = 1000$  (60 dB)

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{10^6}{2\pi} = 159.2 \text{ kHz}$$

$$(2) \quad A_{uf} = \frac{A_1}{1 + FA_1} = \frac{1000}{1 + 0.01 \times 1000} = 90.9$$

$$f_{HF} = (1 + FA_1)f_H = 11 \times 159.2 \times 10^3 = 1.7512 \text{ MHz}$$

7-6 某雷达视频放大器输入级电路如图 P7-6 所示,试问:

(1) 该电路引入何种类型的反馈? 反馈网络包括哪些元件?

(2) 深反馈条件下,闭环放大倍数  $A_{uf}$  是多少?

(3) 电容  $C_3$  (75 pF) 的作用是什么? 若将  $C_3$  换成 4 700 pF 电容与 10  $\mu$ F 电容并联,对放大器的反馈有何影响?

(4) 稳压管  $D_Z$  的作用是什么?

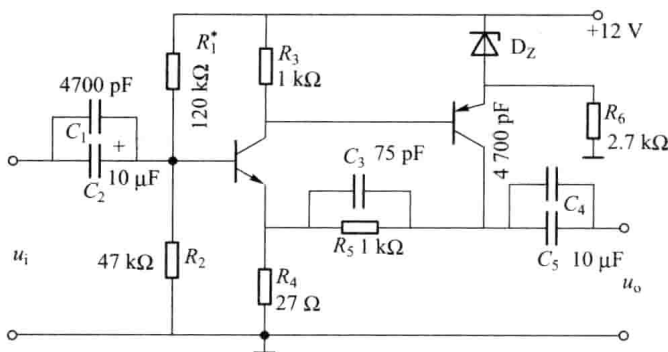


图 P7-6

解:(1) 该电路引入了“串联电压负反馈”(更确切地说为复反馈),反馈网络包括  $R_5$ 、 $R_4$ 、 $C_3$ 。

(2) 深反馈条件下,中、低频闭环增益  $A_{uf}$  为

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f = \frac{R_4}{R_4 + R_5} \dot{U}_o$$

故

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{R_4 + R_5}{R_4} = 1 + \frac{R_5}{R_4} = \left( 1 + \frac{1000}{27} \right) \approx 38$$

(3) 引入  $C_3$  (75 pF) 是为了加强高频区负反馈,从而压低高频特性,引入超前相位,以换取反馈放大器的稳定,减小高频干扰及噪声等。若  $C_3$  改为 4700 pF 电容和 10  $\mu$ F 电容并联,那么中频与高频放大倍数变低为 1 (100% 的交流反馈),而低频放大倍数可能获得提升。

(4) 稳压管  $D_Z$  的作用是配置合适的工作点,并减少第二级本身的串联电流负反馈,增大总的开环增益(因为稳压管的动态内阻很小)。

7-7 电路如图 P7-7 所示,判断这些电路各引进了什么类型的反馈。

解:(1) 图 P7-7(a) 所示电路第一级无反馈。第二级引入了“并联电压负反馈”,反馈

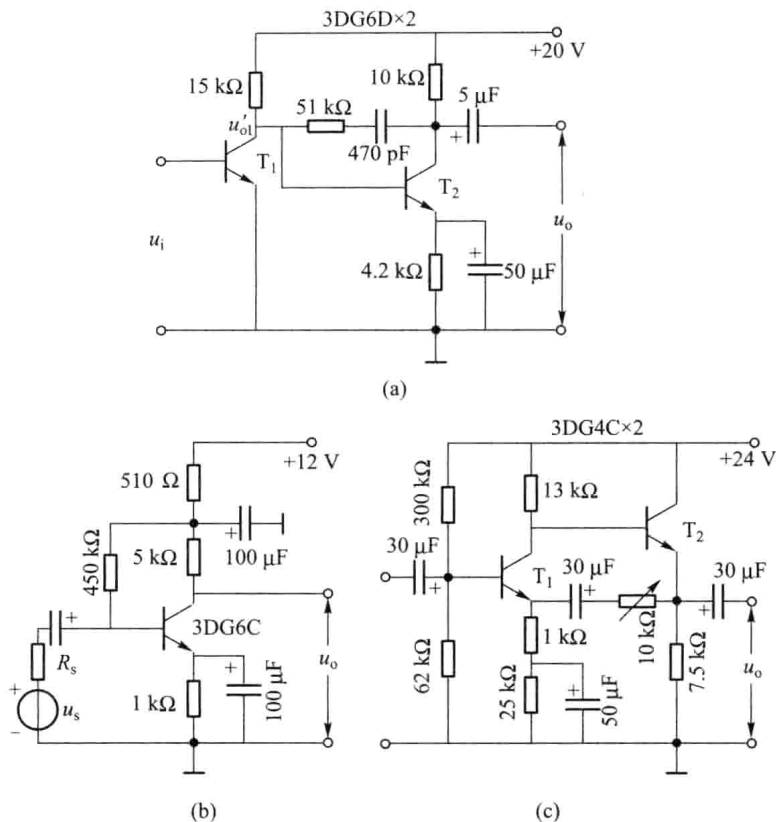


图 P7-7

网络包括  $51\text{ k}\Omega$ 、 $15\text{ k}\Omega$  电阻和  $470\text{ pF}$  电容。对第二级来说,第一级视为第二级的信号源,其输出电阻( $15\text{ k}\Omega$ )为第二级反馈网络的一部分,如图 P7-7' 所示。 $470\text{ pF}$  电容隔掉直流,而且值也很小,所以第二级仅对交流、高频才引进负反馈。

(2) 图 P7-7(b) 所示电路没有引进反馈,图中集电极电路在  $510\text{ }\Omega$  和  $5\text{ k}\Omega$  电阻之间接  $100\text{ }\mu\text{F}$  电容到地,所以该点相当于交流地电位,所以  $450\text{ k}\Omega$  电阻没有引入交流反馈,仅起到直流偏置作用。在图中  $510\text{ }\Omega$  电阻与  $100\text{ }\mu\text{F}$  电容构成所谓的“去耦电路”,或电源滤波电路让交流信号在本级构成回路,以避免由于交流电流流过公共电源内阻而引起的寄生正反馈。

(3) 图 P7-7(c) 所示电路中,  $1\text{ k}\Omega$  电阻构成第一级局部串联电流负反馈,第二级为射随器,两级间引入了串联电压正反馈,反馈网络包括  $1\text{ k}\Omega$  电阻和  $10\text{ k}\Omega$  电阻。

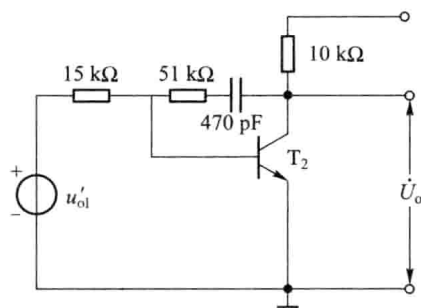


图 P7-7'

**7-8** 集成运放应用电路如图 P7-8 所示,请判别电路各引入何种反馈。

**解:** 图 P7-8 所示电路中,图(a)电路引入了串联电压正反馈;图(b)电路引入了串联电流负反馈;图(c)电路引入了串联电压负反馈;图(d)电路引入了并联电压正反馈;图(e)电路引入了并联电流负反馈;图(f)电路引入了并联电压负反馈;图(g)电路引入了并联电压负反馈;图(h)电路引入了并联电流负反馈;图(i)电路引入了串联电压负反馈。

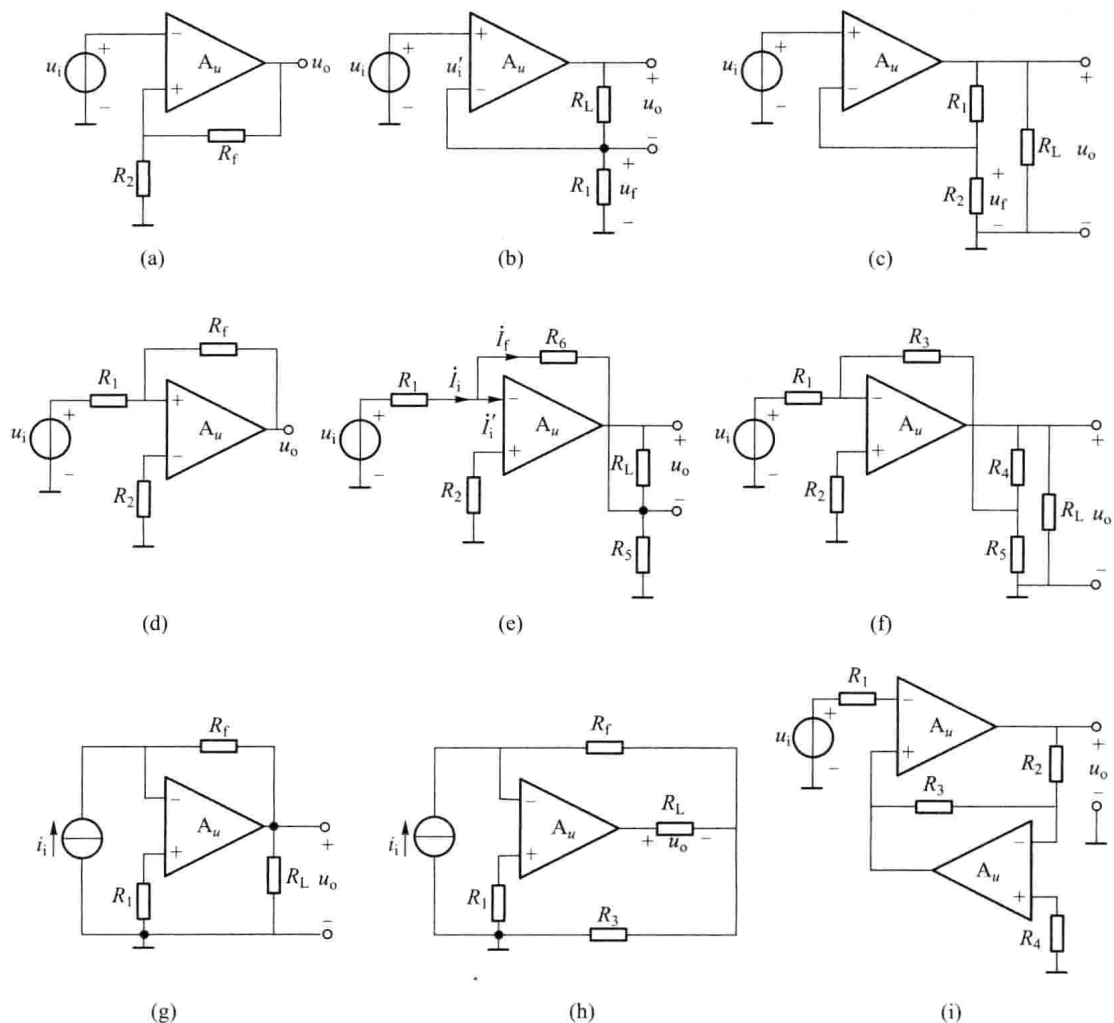


图 P7-8

7-9 集成运放应用电路如图 P7-9 所示。

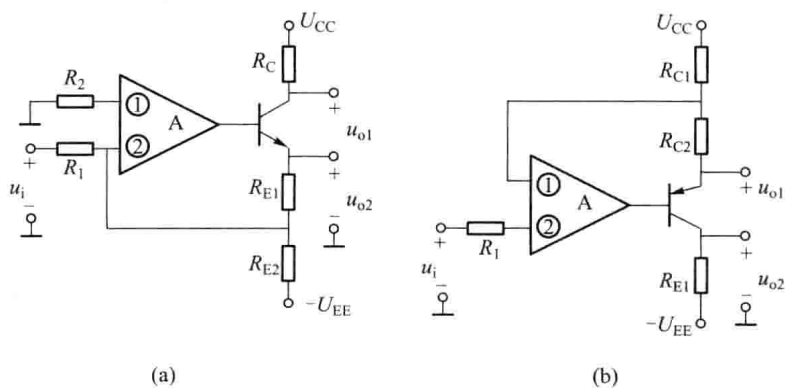


图 P7-9

(1) 为保证图 7-9(a)、(b) 所示电路为负反馈放大器, 请分别指出运放的两个输入端①、②哪个是同相输入端, 哪个是反相输入端。

(2) 若分别从  $u_{o1}$  和  $u_{o2}$  输出, 请分别判断电路各引入何种反馈。

解: (1) 同相输入端和反相输入端标注见图 P7-9' 所示。

(2) 图 P7-9'(a) 中, 从  $u_{o1}$  输出为并联电流负反馈; 从  $u_{o2}$  输出为并联电压负反馈。

图 P7-9'(b) 中, 从  $u_{o1}$  输出为串联电压负反馈; 从  $u_{o2}$  输出为串联电流负反馈。

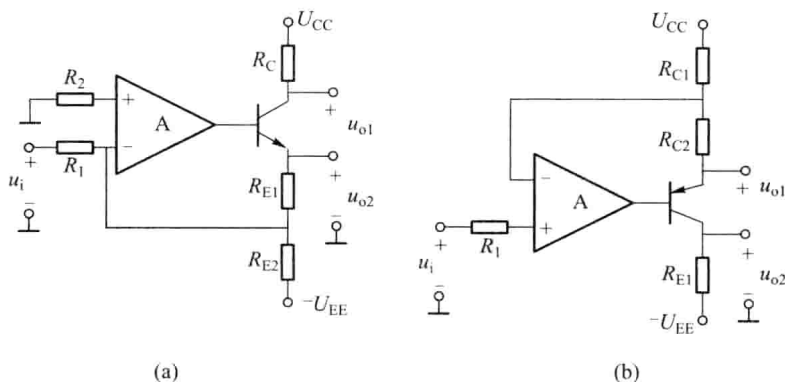


图 P7-9'

7-10 如图 P7-10(a)、(b) 所示, 问:

(1) 两个电路哪个输入电阻高? 哪个输出电阻高?

(2) 当信号源内阻  $R_s$  变化时, 哪个输出电压稳定性好?

(3) 当负载电阻  $R_L$  变化时, 哪个输出电压稳定? 哪个输出电流稳定?

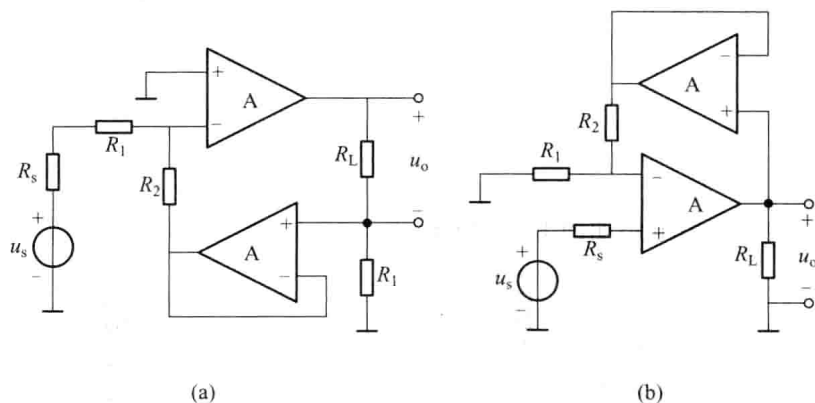


图 P7-10

解: (1) 图 7-10 中, 图(a)引入并联电流负反馈, 图(b)引入串联电压负反馈。图(b)输入电阻高, 图(a)输出电阻高。

(2) 当信号源内阻  $R_s$  变化时, 图(b)输出电压稳定性好。

(3) 当负载电阻  $R_L$  变化时, 图(b)输出电压稳定, 图(a)输出电流稳定。

7-11 电路如图 P7-11 所示, 试指出电路的反馈类型, 并分别计算开环增益  $A_u$ 、反馈系数  $F_u$  及闭环增益  $A_{uf}$  (已知  $g_m$ 、 $\beta$ 、 $r_{be}$  等, 且  $R_f \gg R_s$ ,  $R_f \gg R_L$ )。

解:(1) 该电路引入了两级间的串联电压负反馈,反馈网络为  $R_f$ 、 $R_s$ 。

因为  $R_f \gg R_s$ ,  $R_f \gg R_L$ , 所以开环放大器电路如图 P7-11' 所示。

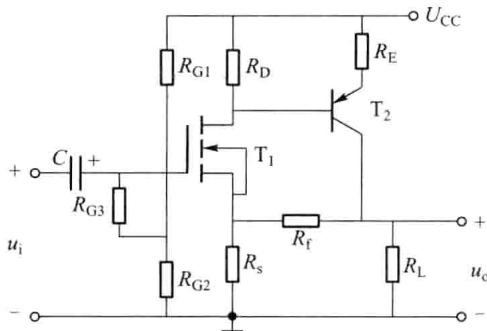


图 P7-11

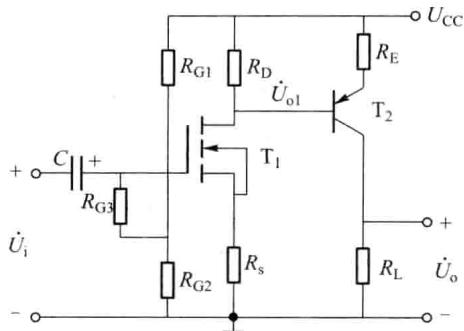


图 P7-11'

由图可见

$$A_u = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = A_{u1} \cdot A_{u2}$$

其中

$$A_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = \frac{g_m(R_D // R_{i2})}{1 + g_m R_s}$$

$$A_{u2} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = -\frac{\beta R_L}{r_{be2} + (1 + \beta) R_E}$$

式中,  $R_{i2} = r_{be2} + (1 + \beta) R_E$ 。

(2) 反馈系数  $F_u$ , 由图 P7-11 可见, 反馈网络为  $R_f$ 、 $R_s$ , 故

$$F_u = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R_s}{R_s + R_f}$$

(3)

$$\dot{U}_i \approx \dot{U}_f = F_u \dot{U}_o = \frac{R_s}{R_s + R_f} \dot{U}_o$$

故闭环增益  $A_{uf}$  (深反馈条件下) 为

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = 1 + \frac{R_f}{R_s}$$

**7-12** 电路如图 P7-12 所示, 试指出电路的反馈类型, 并计算开环增益  $A_u$  和闭环增益  $A_{uf}$  (已知  $\beta$ 、 $r_{be}$  等参数)。

解:(1) 该电路第一级为带恒流源的差分放大器, 单端输入, 单端输出; 第二级为同相比例放大器, 引入了单级串联电压负反馈。两级之间通过  $R_9$  和  $R_1$  构成了并联电压负反馈 (瞬时相位示于图 P7-12 中)。

(2) 求开环增益 (设  $R_9 \gg R_1$ ):

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = A_{u1} \cdot A_{u2}$$

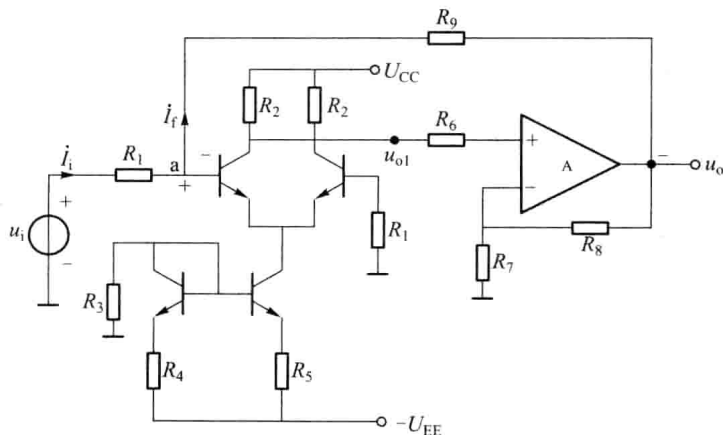


图 P7-12

其中

$$A_{u1} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} = -\frac{1}{2} \frac{\beta R_2}{R_1 + r_{be}} \quad (\text{第二级输入电阻为无穷大})$$

$$A_{u2} = 1 + \frac{R_8}{R_7}$$

(3) 求闭环增益(引入负反馈的增益):

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_9}{R_1}$$

因为深反馈条件下有:

$$\dot{I}_i \approx \dot{I}_f, \dot{I}_i = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_a}{R_1} \approx \frac{\dot{U}_i}{R_1}$$

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_a - \dot{U}_o}{R_9} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_9}$$

所以

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{R_9}{R_1}$$

**7-13** 电路如图 P7-13 所示,试回答:

(1) 集成运算放大器  $A_1$  和  $A_2$  各引入了什么反馈?

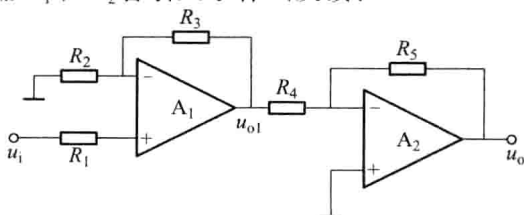


图 P7-13

(2) 求闭环增益  $A_{uf} = \dot{U}_o / \dot{U}_i$

解: (1) 运放  $A_1$  引入了串联电压负反馈; 运放  $A_2$  引入了并联电压负反馈。

(2) 闭环增益  $A_{uf}$  为

$$A_{uf} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot \left(-\frac{R_5}{R_4}\right) = -\frac{R_5}{R_4} \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right)$$

**7-14** 反馈放大器电路如图 P7-14 所示, 试回答:

(1) 判断该电路引入了何种反馈? 反馈网络包括哪些元件? 工作点的稳定主要依靠哪些反馈?

(2) 该电路的输入、输出电阻如何变化, 是增大了还是减小了?

(3) 在深反馈条件下, 交流电压增益  $A_{uf}$  是多少?

解: (1)  $90 \text{ k}\Omega$  电阻和  $1 \text{ k}\Omega$  电阻构成两级之间的交流串联电压负反馈。 $4 \text{ k}\Omega$ 、 $60 \text{ k}\Omega$  以及  $T_1$  构成两级之间的直流电流负反馈, 以保证直流工作点更加稳定。

(2) 该电路输入阻抗增大, 输出阻抗减小。

(3) 在深反馈条件下:

$$A_{uf} = \frac{1}{F} = \frac{1 \times 10^3 + 90 \times 10^3}{1 \times 10^3} = 91$$

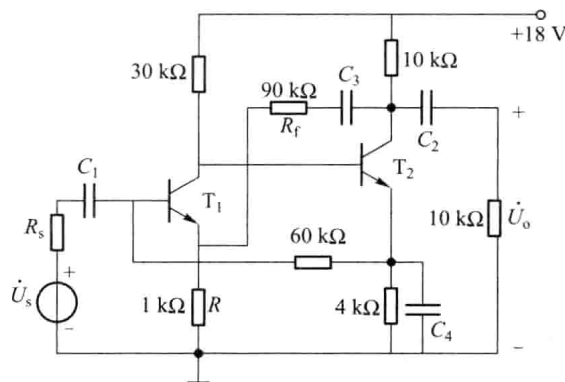


图 P7-14

**7-15** 电路如图 P7-15 所示, 判断电路引入了何种反馈? 计算在深反馈条件下的电压放大倍数  $A_{uf} = u_o / u_i$ 。

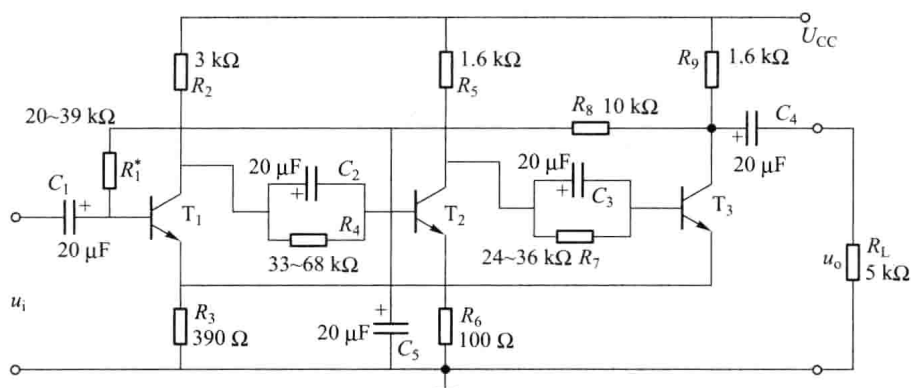


图 P7-15

解: 该电路第三级发射极与第一级发射极相连, 第三级发射极电流流过  $R_3$  构成三级间的串联电流负反馈。另外一路,  $R_8$ 、 $C_5$ 、 $R_1$  构成直流电压负反馈, 以稳定工作点。

$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{-I_{C3}(R_9 // R_L // R_8)}{U_f}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{-I_{C3}(R_9 // R_L // R_8)}{I_{C3} \cdot R_3} \approx -\frac{R_9 // R_L // R_8}{R_3} \\
 &= -2.77
 \end{aligned}$$

7-16 电路如图 P7-16(a)、(b)所示,试问:

- (1) 图(a)、(b)所示电路各引入了什么类型的反馈?
- (2) 图(a)、(b)所示电路各稳定了什么增益?
- (3) 图(a)、(b)所示电路对输入电阻和输出电阻各有什么影响?
- (4) 估算深反馈条件下的闭环电压增益  $A_{u_{fa}}$  和  $A_{u_{fb}}$

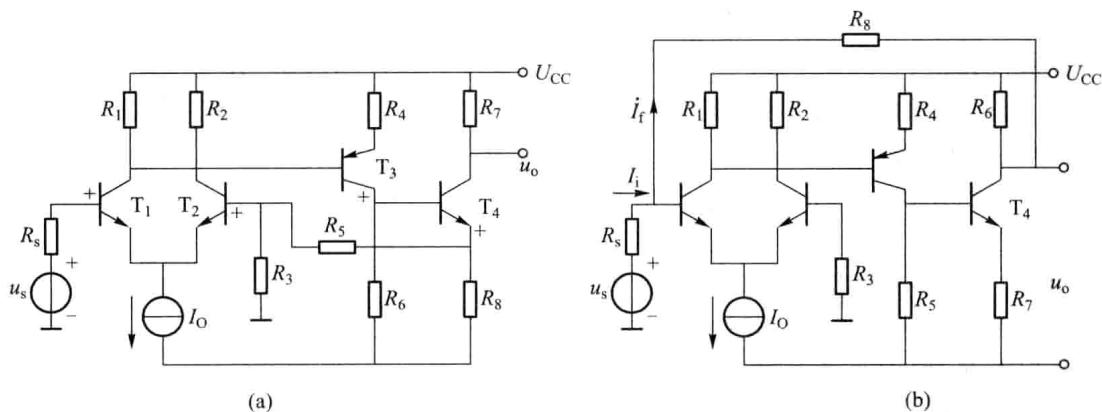


图 P7-16

解:(1) 图(a)所示电路引入了串联电流负反馈,图(b)所示电路引入了并联电压负反馈。

(2) 图(a)所示电路稳定了互导增益,图(b)所示电路稳定了互阻增益。

(3) 图(a)所示电路输入电阻增大,输出级管子一路的等效输出电阻也增大,但总的输出电阻仍由  $R_7$  决定。图(b)所示电路的输入电阻减小,输出电阻也减小。

(4) 闭环增益  $A_{u_{fa}}$  及  $A_{u_{fb}}$  为

$$A_{u_{fa}} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx -\frac{I_{C4}R_7}{I_{E4} \frac{R_8}{R_8 + R_5 + R_3} \cdot R_3}$$

所以

$$A_{u_{fa}} = -\frac{R_8 + R_5 + R_3}{R_3} \times \frac{R_7}{R_8} \quad (\text{因为串联反馈 } \dot{U}_i \approx \dot{U}_f)$$

对图(b)所示电路,由于引进的是并联负反馈,有

$$\dot{I}_i = \dot{I}_f + \dot{I}_i' \approx \dot{I}_f$$

其中

$$\dot{I}_i = \frac{\dot{U}_s - \dot{U}_i'}{R_s} \approx \frac{\dot{U}_s}{R_s}$$

$$\dot{I}_f = \frac{\dot{U}_i' - \dot{U}_o}{R_8} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_8}$$



所以

$$A_{ufb} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_s} = -\frac{R_8}{R_s}$$

7-17 电路如图 P7-17 所示。

- (1) 要求输入电阻增大, 试正确引入负反馈;
- (2) 要求输出电流稳定, 试正确引入负反馈;
- (3) 要求改善由负载电容  $C_L$  引起的幅频失真和相频失真, 试正确引入负反馈。

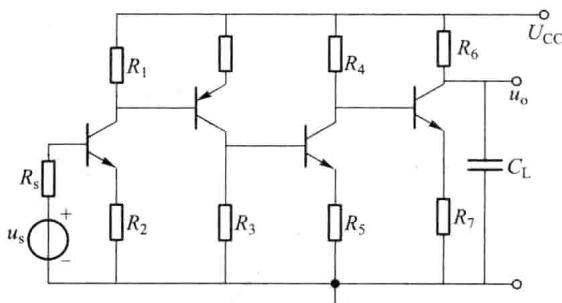


图 P7-17

解: (1) 要求输入电阻增大, 必须要引入串联负反馈, 如图 P7-17'(a) 所示。图中指出各点交流信号的瞬时极性。

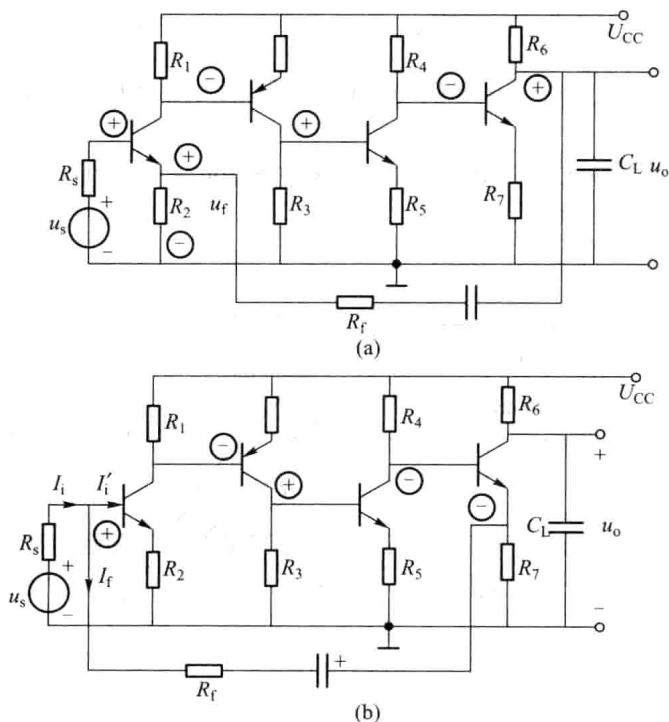


图 P7-17'

- (2) 要求输出电流稳定, 必须要引入电流负反馈, 如图 P7-17'(b) 所示, 图中指出各点

交流信号的瞬时极性,可见是负反馈。

(3) 为改善负载电容  $C_L$  引起的频率失真,必须要引入电压负反馈,反馈电路同 P7-17' (a)。

**7-18** 某放大器的开环幅频响应如图 P7-18 所示。

(1) 当施加  $F=0.001$  的负反馈时,此反馈放大器能否稳定工作? 相位裕度等于多少?

(2) 若要求闭环增益为 40 dB, 为保证相位裕度大于等于  $45^\circ$ , 试画出密勒电容补偿后的开环幅频特性曲线;

(3) 求补偿后的开环带宽  $BW$  和闭环带宽  $BW_f$ 。

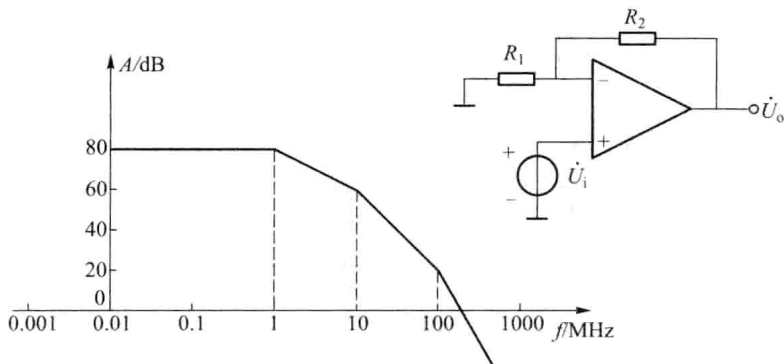


图 P7-18

解: (1)  $F=0.001$ ,  $A_f = \frac{1}{F} = 1000$  (60 dB), 如图 P7-18' 所示, 此时有  $45^\circ$  相位裕度。

(2) 要求  $A_f=40$  dB (100), 仍有  $45^\circ$  的相位裕度, 则开环特性要校正为如图 P7-18' 中曲线①所示。

(3) 补偿后的开环带宽  $BW=0.1$  MHz, 闭环带宽  $BW_f=10$  MHz

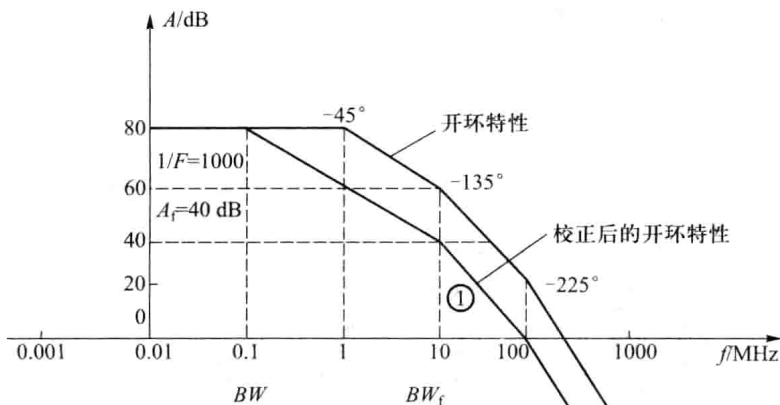


图 P7-18'

**7-19** 要组成一个文氏电桥 RC 振荡器, 图 P7-19 中 j、k、m、n 应如何连接 (在图中画出接线)? 当  $R=820 \Omega$ ,  $C=0.02 \mu\text{F}$  时, 估算振荡频率。

解: k 点与 n 点相连, j 点与 m 点相连, 如图 P7-19' 所示。

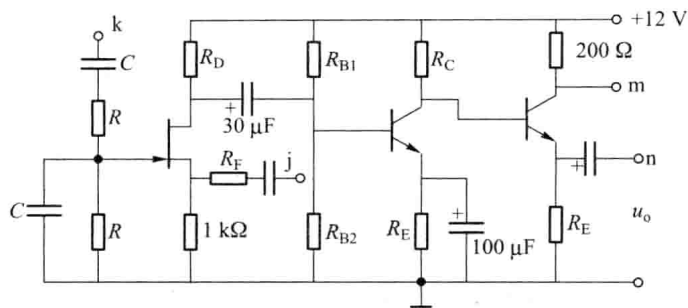


图 P7-19

有

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 820 \times 2 \times 10^{-8}} \approx 9.7 \text{ kHz}$$

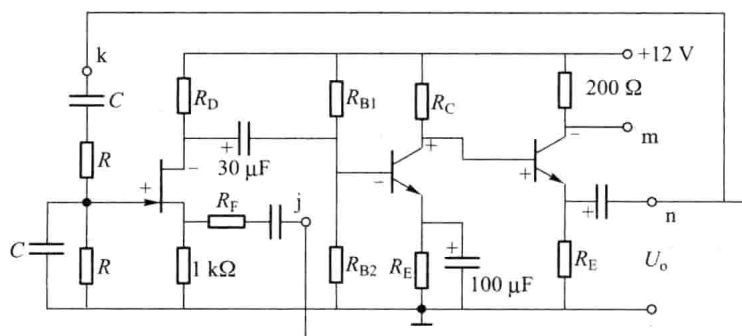


图 P7-19'

**7-20** 电路如图 P7-20 所示,分别画出(a)、(b)、(c)各电路的电压传输特性及输出波形,设  $u_i = 15 \sin \omega t \text{ V}$

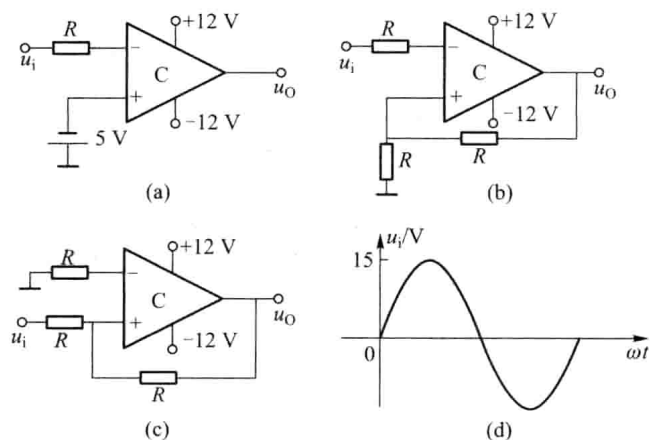


图 P7-20

**解:**(1) 传输特性。

图 P7-20(a) 所示电路是简单比较器,其传输特性如图 P7-20'(a) 所示,比较电平

为  $U_r = -5 \text{ V}$ 。

图 P7-20(b) 所示电路是反相输入迟滞比较器, 其传输特性如图 P7-20'(b) 所示。其中  $U_{oh} = +12 \text{ V}$ ,

$$U_{ol} = -12 \text{ V}; \text{ 上门限电压 } U_{TH} = \frac{R}{R+R} U_{oh} = 6 \text{ V}, \text{ 下门限电压 } U_{TL} = \frac{R}{R+R} U_{ol} = -6 \text{ V}。$$

图 P7-20(c) 所示电路是同相输入迟滞比较器, 其传输特性如图 P7-20'(c) 所示。其中当  $\frac{R}{R+R} U_i + \frac{R}{R+R} U_o = 0$  时, 输出状态翻转。由此得到上、下门限电压分别为

$$U_{TH} = -U_o = -(-12) \text{ V} = 12 \text{ V}$$

$$U_{TL} = -U_o = -12 \text{ V} = -12 \text{ V}$$

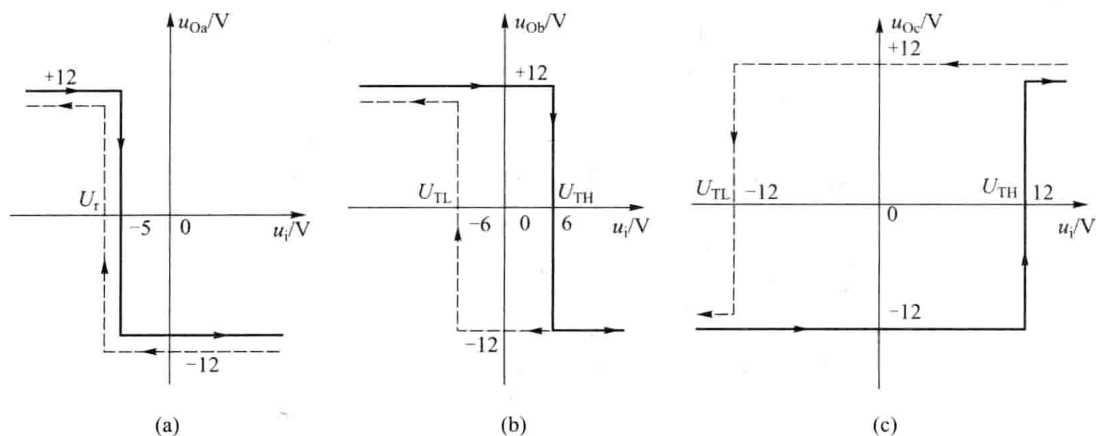


图 P7-20'

(2) 输出波形图。

输出波形如图 P7-20''(a)、(b)、(c) 所示。

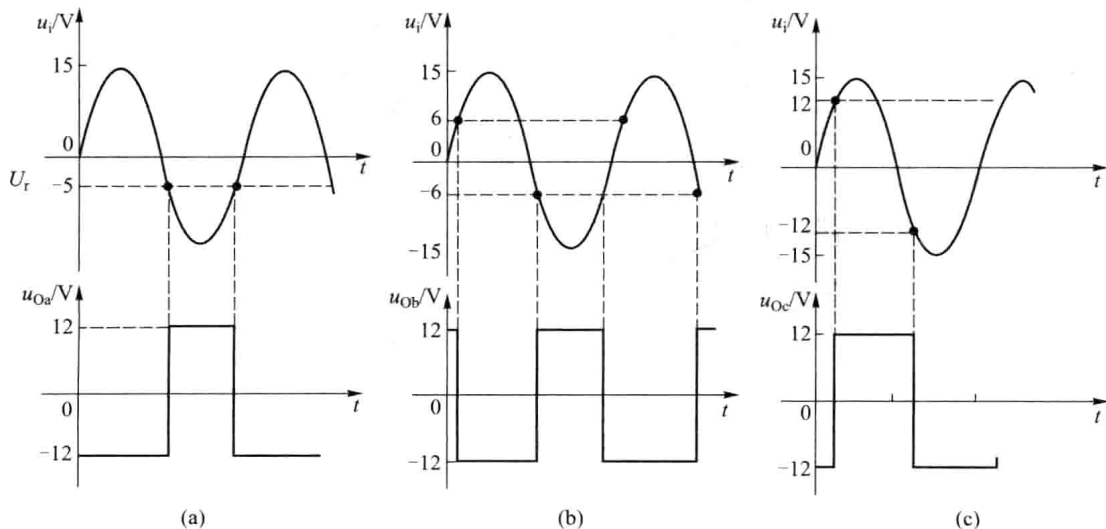


图 P7-20''

7-21 电路如图 P7-21(a) 所示, 输入信号如图 P7-21(b) 所示。

- (1) 判断  $A_1$ 、 $A_2$  各组成何种功能的电路;
- (2) 画出  $A_1$  所组成电路的电压传输特性;
- (3) 画出  $u_o$  的输出波形。

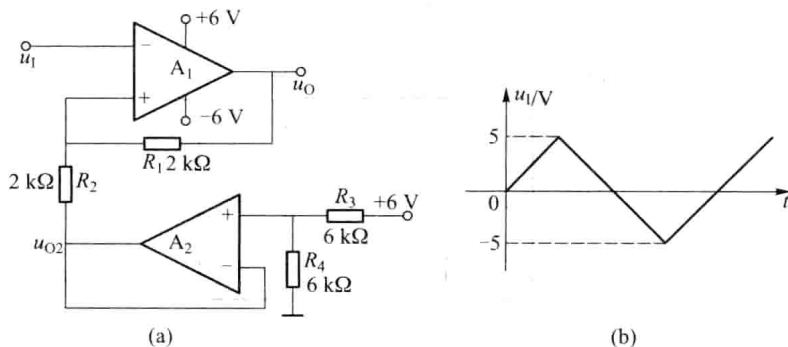


图 P7-21

解: (1)  $A_1$  组成迟滞比较器,  $A_2$  组成电压跟随器 ( $A_{u2f} = 1$ )。

(2)  $A_1$  的传输特性。

画出  $A_1$  的电路, 如图 P7-21'(a) 所示, 故  $A_1$  电路的电压传输特性如图 P7-21'(b) 所示。

图 P7-21'(b) 中,

$$U_{oH} = 6 \text{ V}, U_{oL} = -6 \text{ V}$$

$$U_{TH} = U_+ = \frac{U_{oH} - U_{o2}}{R_1 + R_2} R_2 + U_{o2} = \left( \frac{6 - 3}{4} \times 2 + 3 \right) \text{ V} = 4.5 \text{ V}$$

$$U_{TL} = U'_+ = \frac{U_{oL} - U_{o3}}{R_1 + R_2} R_2 + U_{o3} = \left( \frac{-6 - 3}{4} \times 2 + 3 \right) \text{ V} = -1.5 \text{ V}$$

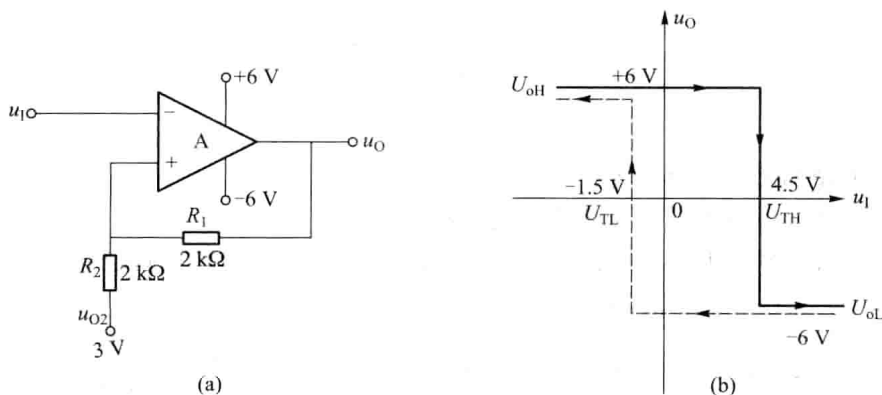


图 P7-21'

(3)  $u_o$  波形。根据传输特性, 画出  $u_o$  波形如图 P7-21'' 所示。

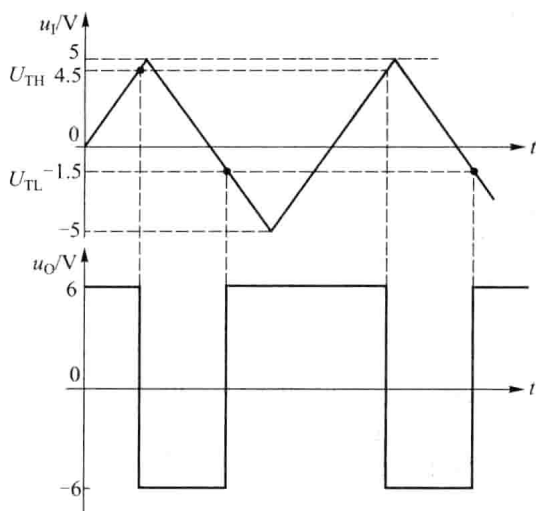


图 P7-21''

7-22 电路如图 P7-22 所示。判断  $A_1$ 、 $A_2$  所组成的电路功能。

解:  $A_1$  组成反相相加器,  $A_2$  组成迟滞比较器, 其正反馈系数  $F = \frac{1}{3}$

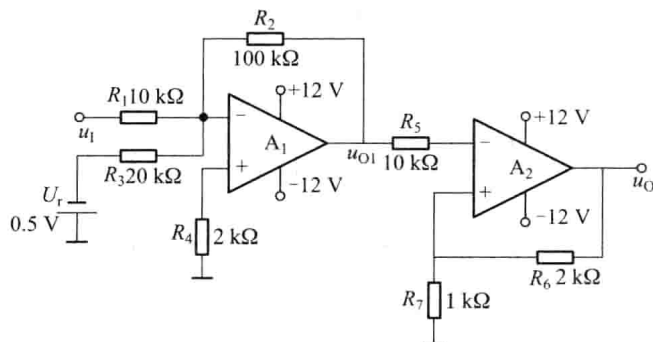


图 P7-22

7-23 电路如图 P7-23 所示。

(1) 判断  $A_1$ 、 $A_2$  各组成什么功能的电路;

(2) 若输入信号为 1 V 的阶跃电压, 试画出  $u_{o1}$  和  $u_{o2}$  的波形图, 确定  $u_{o2}$  产生跳变的时间  $t_1$  (设  $t=0$  时,  $u_c(0)=0$ ,  $u_o(0)=-12$  V)。

解: (1)  $A_1$  接成反相积分器;  $A_2$  接成迟滞比较器, 正反馈系数  $F = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1}{3}$ 。

(2) ① 因为  $u_i$  为 +1 V, 故  $u_{o1}$  为线性下降波形, 且

$$u_{o1} = -\frac{1}{RC} \int u_i dt = -\frac{1}{10^5 \times 10 \times 10^{-6}} t = -t \text{ V}$$

② 因为  $u_o(0) = -12$  V,  $U_M = -FU_o = -4$  V, 当  $u_{o1} \leq -4$  V 时,  $u_o$  将从低电平跳变到高电平, 跳变时刻  $t=t_1$ , 所以

$$u_{o1} = -t_1 = -4 \text{ V}$$

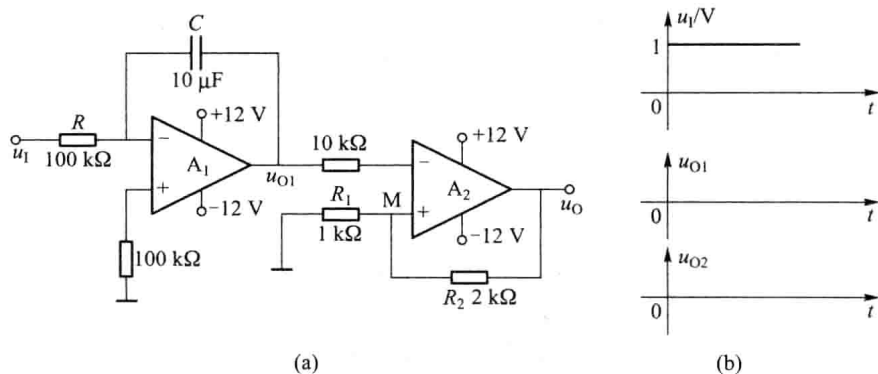


图 P7-23

则  $t_1 = 4 \text{ s}$ 。

画出  $u_{O1}$ 、 $u_O$  的波形如图 P7-23' 所示。

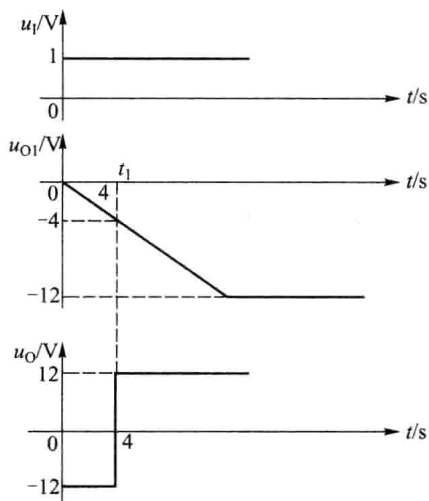


图 P7-23'

7-24 电路如图 P7-24 所示, 试画出  $u_c$  和  $u_o$  的波形, 并计算振荡频率  $f_0$ 。

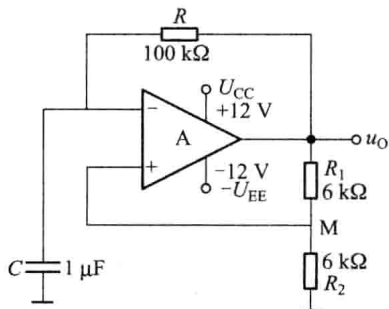


图 P7-24

解:  $u_c$  与  $u_o$  的波形。

这是一个方波产生器,  $u_o$  为方波,  $u_c$  是非理想的三角波。方波幅度为电源电压, 三角波幅度为二分之一电源电压, 如图 P7-24' 所示。其振荡频率  $f_0$  为

$$f_0 = \frac{1}{2RC \ln\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right)} = \frac{1}{2 \times 100 \times 10^3 \times 10^{-6} \ln(1+2)} \text{ Hz} = 4.55 \text{ Hz}$$

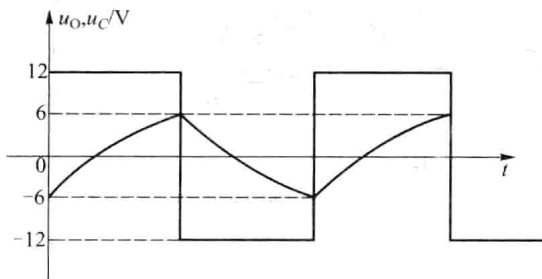


图 P7-24'

7-25 电路如图 P7-25 实线所示, 试回答如下问题:

(1) 判断  $A_1$ 、 $A_2$  各组成何种功能电路;

(2) 设  $t=0$  时,  $u_1=0$ ,  $U_c(0)=0$ ,  $u_o(0)=12 \text{ V}$ , 当  $t=t_1$  时,  $u_1$  接入  $+12 \text{ V}$  的直流电压, 问经过多长时间,  $u_o$  从  $+12 \text{ V}$  跃变到  $-12 \text{ V}$ ?

(3) 将电路按如图 P7-25 虚线所示连接, 且不外加电压  $u_1$ , 试说明该电路的功能, 并画出  $u_{o1}$  和  $u_o$  的波形图, 计算振荡频率  $f_0$

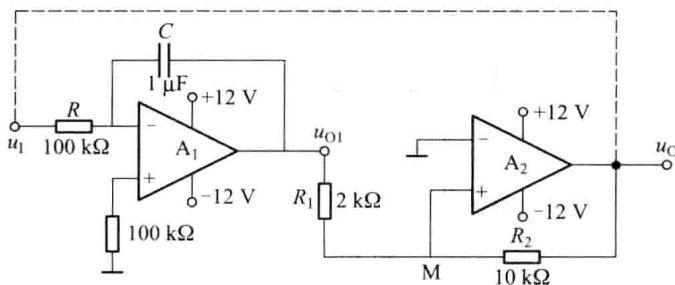


图 P7-25

解: (1)  $A_1$  接成反相积分器,  $A_2$  接成迟滞比较器。

(2) 当  $t=0$  时,  $u_1=0$ ,  $U_c(0)=0$ ,  $u_o=12 \text{ V}$ ;

当  $t=t_1$  时,  $u_1=12 \text{ V}$ ,  $u_{o1}$  线性下降。

当  $U_M = u_{o1} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o = 0$  时,  $u_o$  将发生跃变, 从  $12 \text{ V}$  跳变到  $-12 \text{ V}$ 。由此得

$$u_{o1} = -\frac{R_1}{R_2} U_o = -\frac{2}{10} \times 12 \text{ V} = -2.4 \text{ V}$$

而由积分器得

$$\begin{aligned} u_{o1}(t) &= -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_1 dt + u_{o1}(t_1) = -\frac{12}{100 \times 10^3 \times 10^{-6}} t \bigg|_{t_1}^{t_2} + u_{o1}(t_1) \\ &= -120(t_2 - t_1) = -2.4 \text{ V} \end{aligned}$$



故

$$t_2 - t_1 = \frac{2.4}{120} = 20 \text{ ms}$$

式中  $u_{O1}(t_1) = u_{O1}(0) = 0$ 。

$u_1$ 、 $u_{O1}$  和  $u_O$  波形如图 P7-25' 所示。

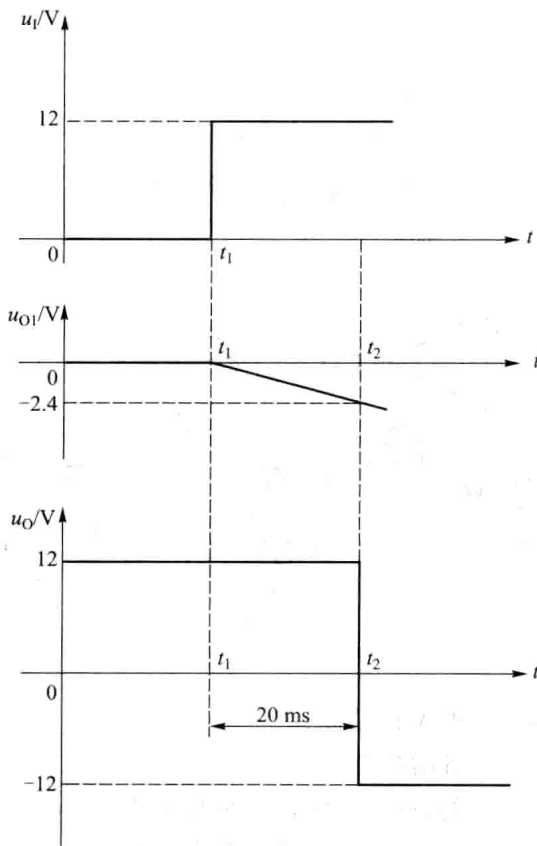


图 P7-25'

(3) 如图将虚线连通, 则构成闭环, 形成一个三角波方波产生器,  $u_{O1}$  输出为三角波,  $u_O$  输出为方波, 此时不需要外加  $u_1$  便有方波、三角波输出, 是一个弛张振荡器。  $u_{O1}$  和  $u_O$  的波形如图 P7-25'' 所示。

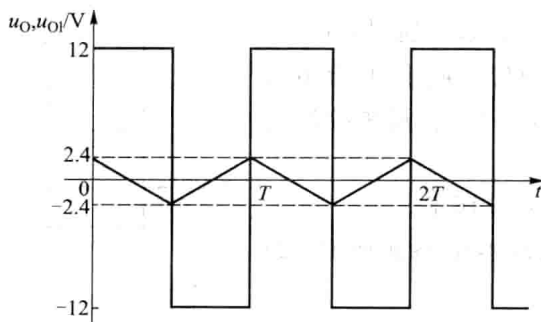


图 P7-25''

振荡频率  $f_0$ :

$$\frac{1}{T} = f_0 = \frac{R_2}{4RCR_1} = \frac{10 \times 10^3}{4 \times 10^5 \times 10^{-6} \times 2 \times 10^3} \text{ Hz} = 12.5 \text{ Hz}$$

7-26 电路如图 P7-26 所示,二极管是理想二极管,场效应管的夹断电压  $U_{GS(off)} = -4 \text{ V}$ ,电容的初始电压为零。

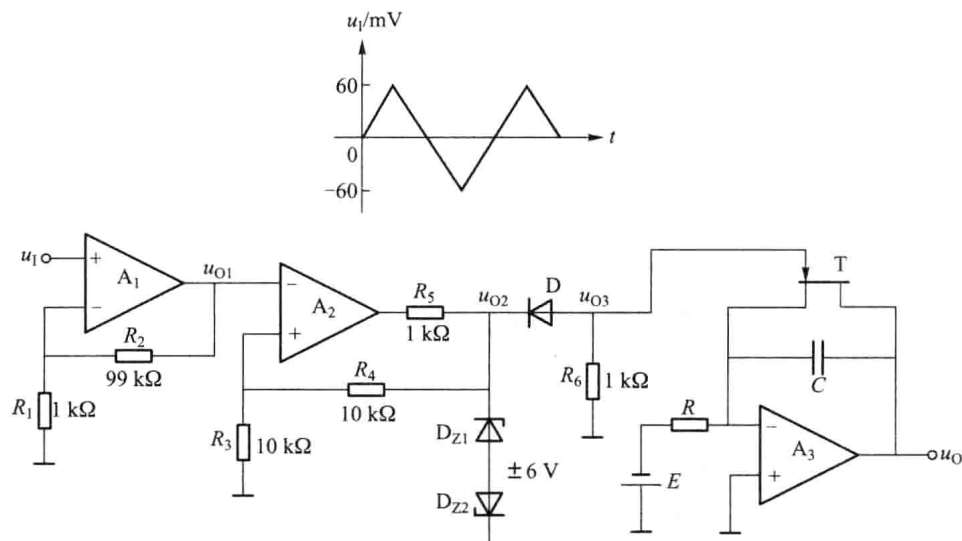


图 P7-26

- (1) 说明集成运放  $A_1$ 、 $A_2$  和  $A_3$  的功能;
- (2) 说明二极管和场效应管的功能;
- (3) 根据图中输入电压  $u_i$  的波形,定性画出各级输出电压  $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$ 、 $u_{O3}$  和  $u_O$  的波形。

解:(1) 图 7-26 中  $A_1$  为同相比值放大器,增益为 100。 $A_2$  为正反馈迟滞比较器。 $A_3$  为锯齿波发生器,由带放电开关 T 及积分器组成。

(2) 图中二极管 D 起开关信号的导引作用,即当  $u_{O2}$  为高电平时,二极管截止,场效应管栅极通过  $1 \text{ k}\Omega$  电阻接地而导通,积分电容 C 放电;而当  $u_{O2}$  为低电平时,二极管导通,将负电平引到场效应管栅极,使场效应管截止,积分电容 C 充电。场效应管 T 起开关作用,用来控制电容 C 的充、放电。

(3) 各点波形如图 7-26' 所示。

7-27 压控弛张振荡器电路如图 P7-27 所示。

(1) 说明集成运放  $A_1$ 、 $A_2$ 、 $A_3$  所构成电路的功能;

(2) 说明二极管及场效应管的功能;

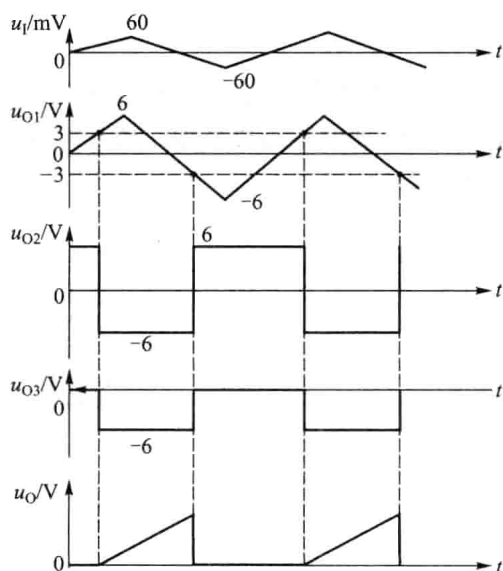


图 P7-26'

(3) 说明该电路实现压控弛张振荡的原理, 控制电压  $u_s$  升高, 振荡频率升高或降低?

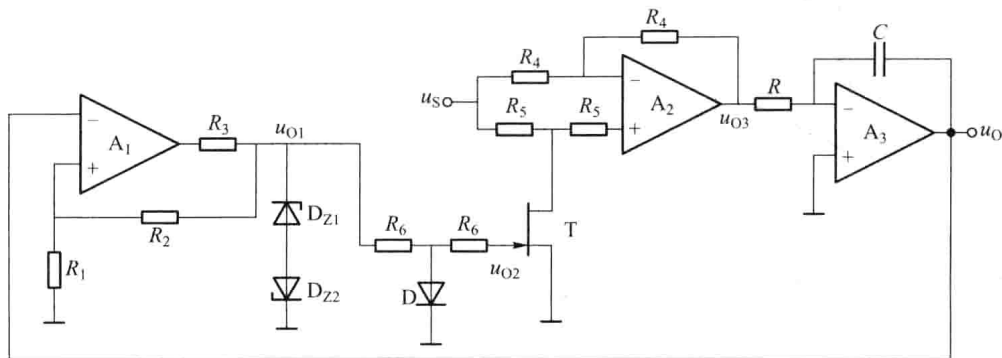


图 P7-27

解: (1)  $A_1$  构成正反馈弛张振荡器,  $A_2$  与开关 T 构成符号电路, 增益为  $\pm 1$ 。  $A_3$  构成积分器。

(2) 二极管 D 为导引管, 场效应管 T 为开关。当  $u_{O1}$  为高电平时, 二极管导通, 使场效应管 T 导通, 符号电路增益为  $-1$ ; 反之, 当  $u_{O1}$  为低电平时, 二极管截止, 使场效应管 T 栅极为负电平而夹断, 符号电路增益为  $+1$ 。

(3) 频率控制信号  $u_s$  加到  $A_2$  输入端, 符号电路  $A_2$  输出端电压  $u_{O3}$  为  $\pm u_s$ ,  $u_{O3}$  控制积分器 C 的充放电电流的大小与方向, 从而控制弛张振荡器的振荡频率。控制信号  $u_s$  增大, 振荡频率升高。其仿真波形如图 7-27' 所示。

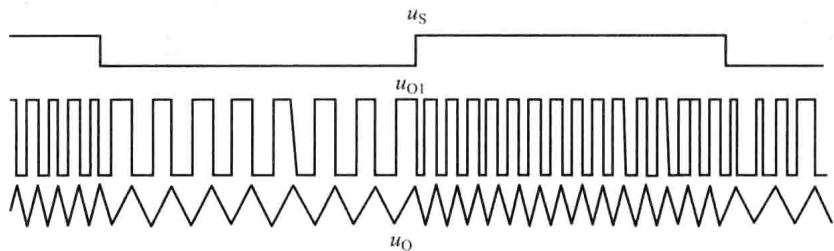


图 P7-27'

**7-28** 图 P7-28(a) 为低能耗文氏电桥振荡器, 试画出运放 A 输入端极性, 并解释灯泡 (温度上升, 电阻增大) 在电路中的作用。

图 P7-28(b) 电路为二极管稳幅文氏电桥振荡器, 试说明二极管稳幅的工作原理, 指出运放  $A_2$  在本电路中的作用。

解: 对于图 P7-28'(a) 所示电路, 电路接入电源, 灯泡初始电阻  $R$  较小, 总的反馈  $F_{\text{总}} = F_+ - F_-$  较大, 满足  $AF > 1$  的起振条件, 输出信号由 0 开始逐渐增大, 灯泡越来越亮, 随着灯泡发光, 温度升高, 灯泡电阻变大,  $F_- = \frac{R_{\text{灯泡}}}{R_{\text{灯泡}} + R_F}$  增大,  $A$  与  $F_+$  不变,  $F_{\text{总}}$  减小, 由  $AF > 1$  逐步变为  $AF = 1$ , 达到自动稳幅作用, 即灯泡亮度基本恒定。

对于图 P7-28'(b),

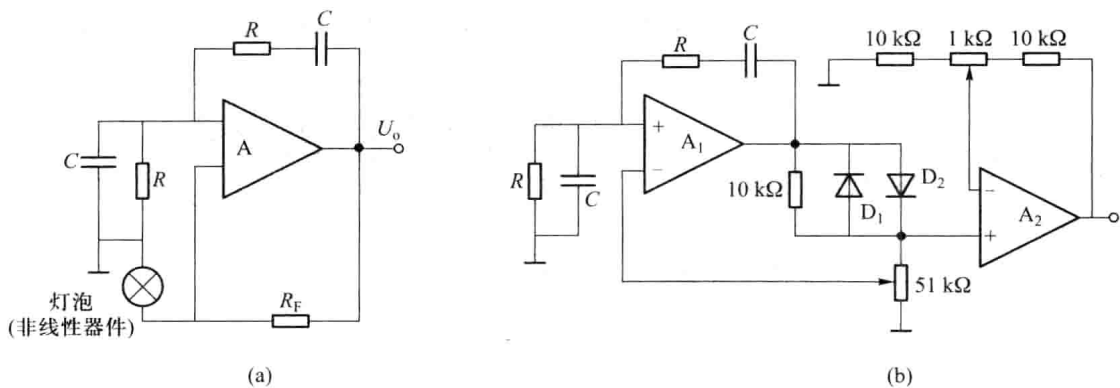


图 7-28

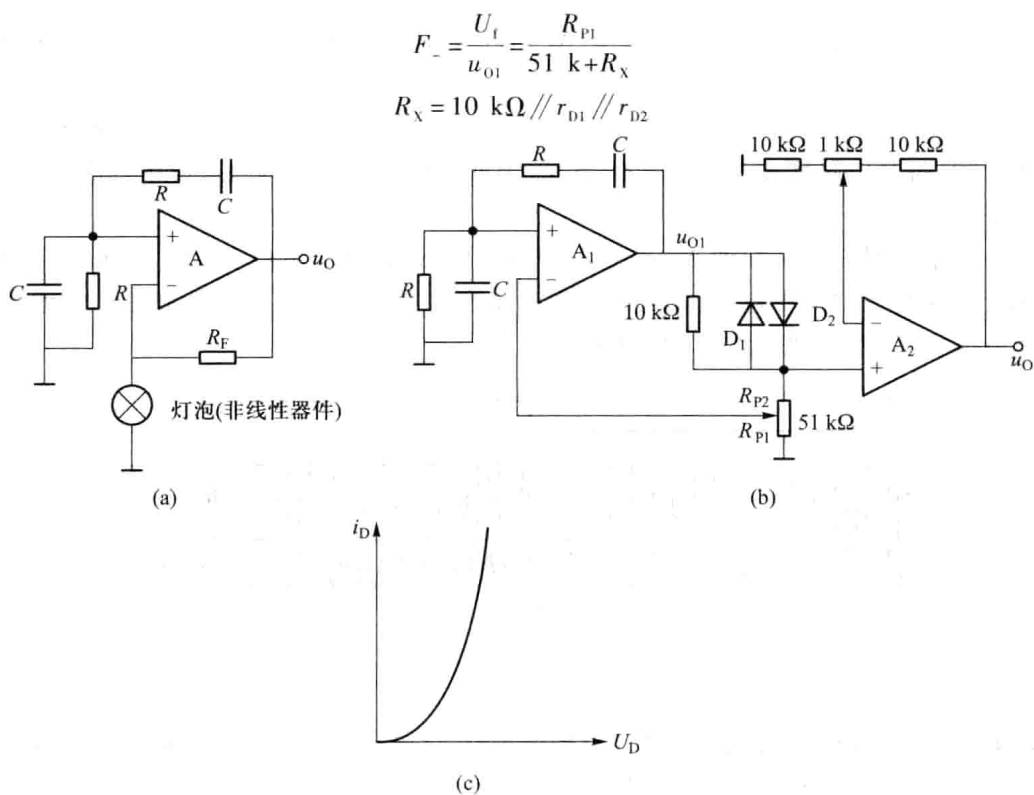


图 P7-28'

图 P7-28'(b) 所示电路起始阶段  $u_{O1}$  较小,  $D_1$ 、 $D_2$  两端电压较小, 根据二极管伏安特性 (见图 P7-28'(c)) 可知, 二极管等效电阻  $r_D$  较大,  $F_-$  中  $R_X$  较大,  $F_-$  较小, 满足  $A(F_+ - F_-) > 1$ , 随  $u_{O1}$  增大, 二极管两端电压增大,  $r_D$  减小,  $F_-$  增大, 由  $A(F_+ - F_-) > 1$  逐渐变为  $A(F_+ - F_-) = 1$ , 达到自动稳幅目的。

$A_2$  在电路中完成同相放大和前、后级电路的隔离作用。

**7-29** 试判别图 P7-29 电路中哪些可能产生振荡, 哪些不能, 并说明理由。

**解:** 图 P7-29 中, (a)、(c) 不可以产生振荡, (b)、(d) 可以产生振荡。

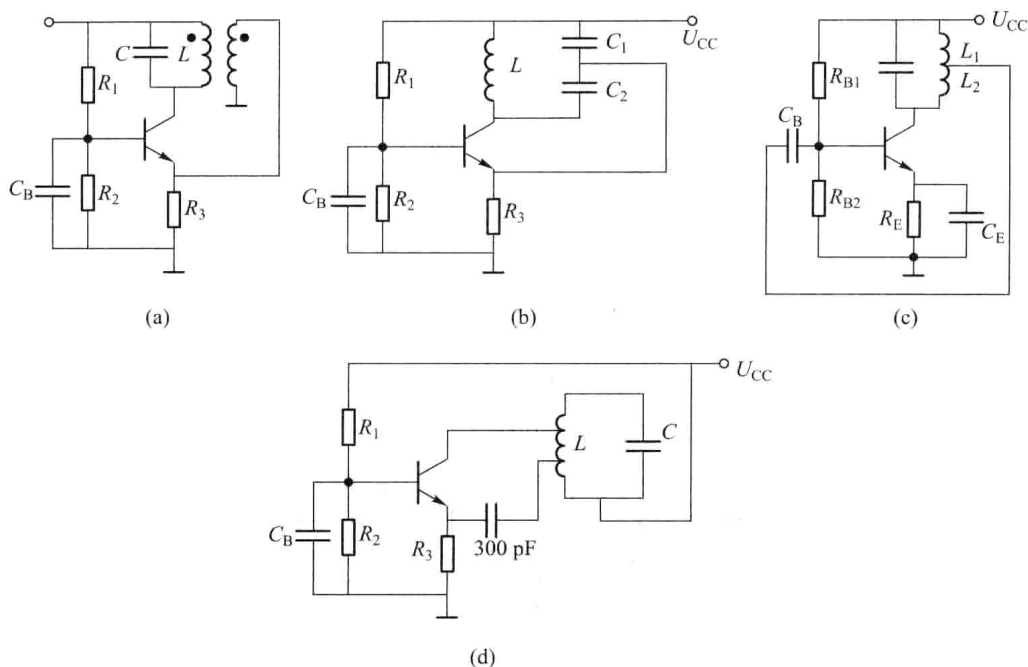


图 P7-29

图 P7-29'(a) 中根据瞬时极性可知为负反馈, 所以不能产生振荡。

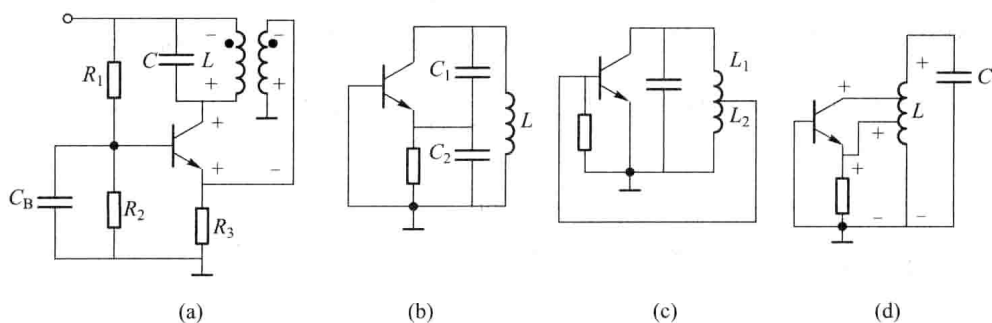


图 P7-29'

图 P7-29'(b) 为原图的交流等效电路, 由图可见电路满足“射同基反”的原则, 所以可以产生振荡。

图 P7-29'(c) 为交流等效电路, 电路不满足“射同基反”原则, 所以不能振荡。

图 P7-29'(d) 为交流等效电路, 电路满足“射同基反”原则, 所以可以产生振荡。

也可根据互感耦合原理分析, 由图 P7-29'(d) 中所示瞬时极性可见, 其满足正反馈条件, 所以可以产生振荡。

**7-30** 在图 P7-30 石英晶体振荡电路中, j、n、m 三点中应连接哪两点, 才能使电路产生振荡? 该石英晶体振荡器属哪种类型?

**解:** 连接 n、m 点, 如图 P7-30' 所示, 该电路属于串联晶体振荡器。

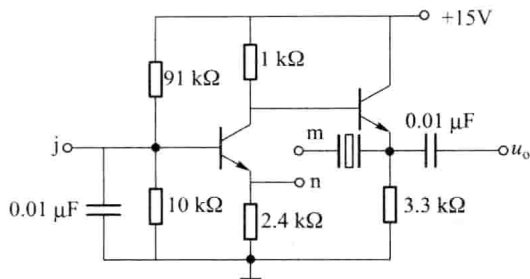


图 P7-30

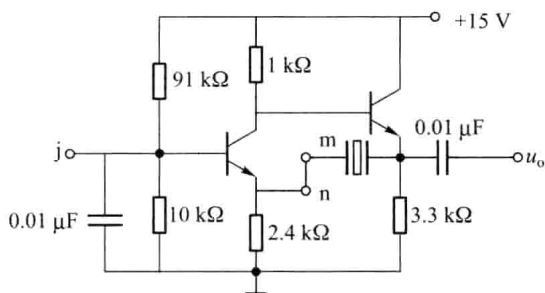


图 P7-30'

**7-31** 图 P7-31 为晶体振荡器, 振荡频率为 14 MHz, 试画出振荡器的交流通路, 指出  $L_1 C_1$  谐振回路的谐振频率  $f_{o1}$  与振荡频率  $f_{osc}$  的大小关系。

**解:** 图 P7-31' 是图 P7-31 的交流等效电路图。根据“射同基反”原则可知, 石英晶体应等效为电感,  $L_1 C_1$  回路应呈现容性, 设  $f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$ , 则振荡器工作频率  $f_{osc} > f_{o1}$ ,  $f_{o1} < 14 \text{ MHz}$ 。

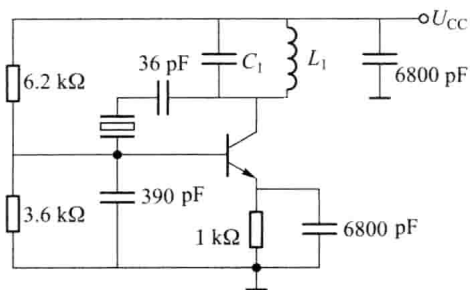


图 P7-31

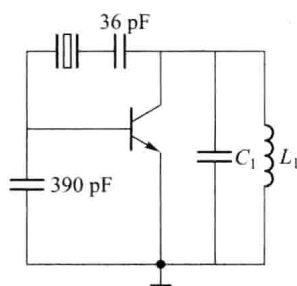


图 P7-31'

# 第八章 功率电路及电源管理

## 8.1 基本要求及重点、难点

### 1. 基本要求

- (1) 了解功率器件的特点和特性;
- (2) 深刻理解各种整流、滤波电路的组成原理及特点,整流管选择的基本原则;
- (3) 掌握线性稳压器的电路结构、工作原理、特点及应用;了解低压差线性稳压器的特点及应用;了解“电压基准”的特点及应用;
- (4) 深刻理解开关稳压电路结构、工作原理、特点及应用;了解脉宽调制器(PWM)的原理及应用;
- (5) 对比各种稳压电源的特点,学会正确选用不同的稳压器。
- (6) 深刻理解功率放大器的特点及主要性能指标的含义(功率、效率、非线性失真及管子安全工作范围等);
- (7) 深刻理解 A 类、B 类、AB 类、C 类工作点设置特点;
- (8) 掌握 B 类(AB 类)推挽,即互补跟随功率放大器工作原理及功率效率的分析计算;
- (9) 了解 D 类功率放大器的特点。

### 2. 重点、难点

重点:线性稳压器的电路结构、工作原理、特点及应用;开关稳压电路结构、工作原理、特点及应用。AB 类低频功率放大器的分析计算。

难点:开关稳压电路结构、工作原理及特点。

## 8.2 习题类型分析及例题精解

### 1. 稳压电源

【例 8-1】 线性稳压电源电路如图 8-1 所示,已知  $U_1$  波动范围为  $\pm 10\%$ ,  $U_{CE1S} = 3\text{ V}$ ,  $\beta_1 = 30$ ,  $\beta_2 = 50$ ,  $U_{BE3} = 0.7\text{ V}$ ,  $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 500\ \Omega$ , 要求输出电压调节范围为  $5 \sim 15\text{ V}$ , 试回答如下问题:

- (1) 指出各部分电路的作用,标出运算放大器的同相输入端与反相输入端;
- (2) 基准电压  $U_z$  值为多少? 电位器  $R_2$  值为多少?
- (3) 输入电压  $U_1$  最小要多少伏? 若  $T_1$  额定电流为  $1\text{ A}$ , 则集成运放输出电流约为多少? 过流取样电阻  $R_0$  约为多少?
- (4) 若负载电流  $5\text{ mA} < I_L < 900\text{ mA}$ , 试问调整管  $T_1$  的最大允许功耗  $P_{CM}$  应大于多少?

解:(1) 变压器、二极管桥( $D_1 \sim D_4$ )、电容  $C_1$  组成桥式整流滤波电路;晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  组成复合管,为调整环节; $R_1$ 、 $R_2$ 、 $R_3$  组成取样电路;稳压管  $D_z$  作为电压基准;运放 A 为误差

放大器;电阻  $R_0$  与晶体管  $T_3$  组成保护电路,当输出电流小于额定值时  $U_{R0} < 0.7 \text{ V}$ ,  $T_3$  截止,保护电路不起作用,一旦输出电流大于额定值时,  $U_{R0} > 0.7 \text{ V}$ ,  $T_3$  导通,分流了部分  $T_2$  的基极电流,从而使调整管的输出电流减小;电容  $C_2$  是输出滤波电容。为保证引入串联电压负反馈,特标出运算放大器的同相输入端与反相输入端如图 8-1 所示。

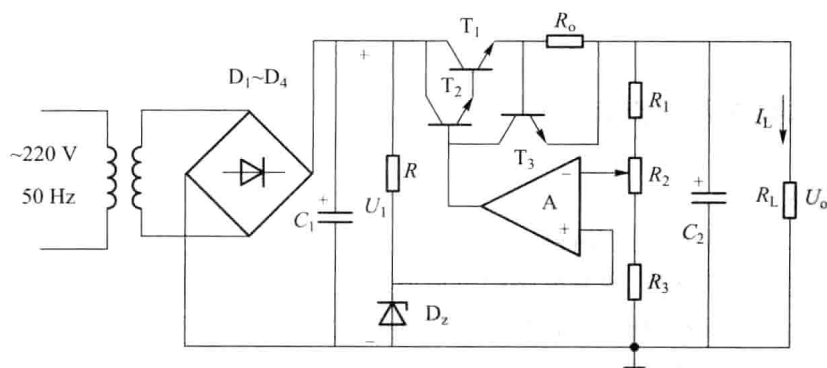


图 8-1

(2) 输出电压  $U_o$  靠电位器  $R_2$  来调节,

$$U_{\text{omax}} = 15 \text{ V} \leq \left(1 + \frac{R_1 + R_2}{R_3}\right) U_Z$$

$$U_{\text{omin}} = 5 \text{ V} \geq \left(1 + \frac{R_1}{R_2 + R_3}\right) U_Z$$

从中解得  $U_Z = 3 \text{ V}$ ,  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

(3) 为保证调整管在任何情况下都工作在放大区,避免进入饱和区,故一定要使  $U_{\text{CE1min}} > U_{\text{CE1S}} = 3 \text{ V}$ ,  $U_1$  有 10% 的波动,故  $0.9U_1 > U_{\text{omax}} + U_{\text{CE1S}} = (15 + 3) \text{ V} = 18 \text{ V}$ , 可见,  $U_1 > \frac{18}{0.9} \text{ V} = 20 \text{ V}$

集成运放最大输出电流约为  $I_{\text{omax}} = I_{\text{B2max}} \approx \frac{I_{\text{E1max}}}{\beta_1 \cdot \beta_2} = \frac{1}{30 \times 50} \text{ A} \approx 0.67 \text{ mA}$

过流取样电阻  $R_0$  约为  $R_0 = \frac{U_{\text{BE3}}}{I_{\text{Emax}}} = \frac{0.7}{1} \Omega = 0.7 \Omega$

(4) 调整管功耗最大发生在其管压降和流过电流最大时(即输入电压最高,输出电压最低,负载电流最大时),调整管管压降最大为

$$U_{\text{CE1max}} = U_{1\text{max}} - U_{\text{omin}} = [(20 + 20 \times 10\%) - 5] \text{ V} = 17 \text{ V}$$

调整管流过电流最大为  $I_{\text{C1max}} \approx I_{\text{Lmax}} = 900 \text{ mA}$

故调整管最大功耗为  $P_{\text{Cmax}} = U_{\text{CE1max}} I_{\text{C1max}} \approx 17 \times 0.9 \text{ W} = 15.3 \text{ W}$

为留有余地,可选择最大允许功耗  $P_{\text{CM}} = 20 \text{ W}$  的晶体管作为该电路的调整管。

**【例 8-2】** 开关稳压电源的电路如图 8-2 所示,

(1) 试说明电路中各部分的作用;

(2) 说明电路工作原理,画出各点波形,并计算输出直流电压  $U_o$  值。

**解:**“Ⅰ”部分为大功率开关调整管(T),“Ⅱ”部分为续流二极管(D),“Ⅲ”部分为 LC



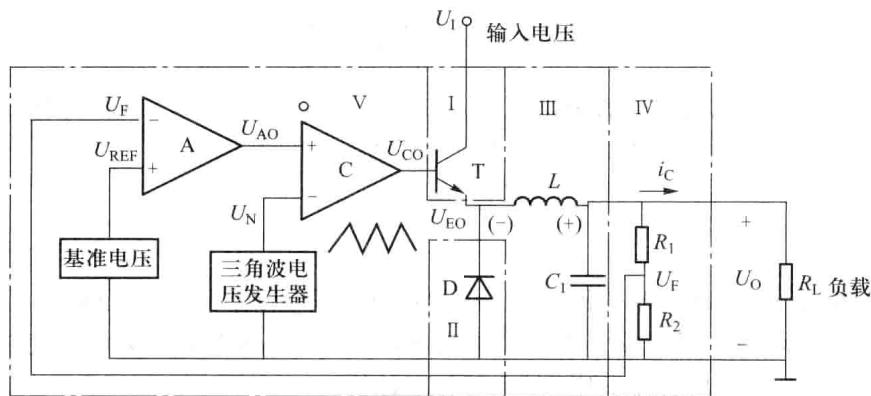


图 8-2

滤波器(电感  $L$ 、电容  $C_1$ )，“IV”部分为输出电压取样电路(分压电阻  $R_1$ 、 $R_2$ )，“V”部分为控制电路(放大器 A、比较器 C、基准电压源、三角波产生器)。其工作原理如下：

当比较器输出为高电平时，开关调整管 T 导通并饱和，导通电流经电感流向负载；而当比较器输出为低电平时，开关调整管截止，此时电感的反电势使续流二极管 D 导通，从而使负载电流在同一方向上延续流通，电感  $L$  与电容  $C$  构成低通滤波器，滤除负载电流的交流分量，使输出电压与电流为含有一定波纹的直流，电感  $L$  与电容  $C$  越大，输出波纹越小。

电路各点电压波形如图 8-2' 所示，图中  $U_i$  为输入直流电压， $U_{AO}$  为放大器输出电压， $U_{CO}$  为比较器输出电压， $U_{EO}$  为调整管射极电压， $U_{CES}$  为调整管导通饱和电压， $U_D$  为续流二极管导通时的管压降。 $T$  为方波周期(与三角波周期一致)， $T_1$  为调整管导通时间。

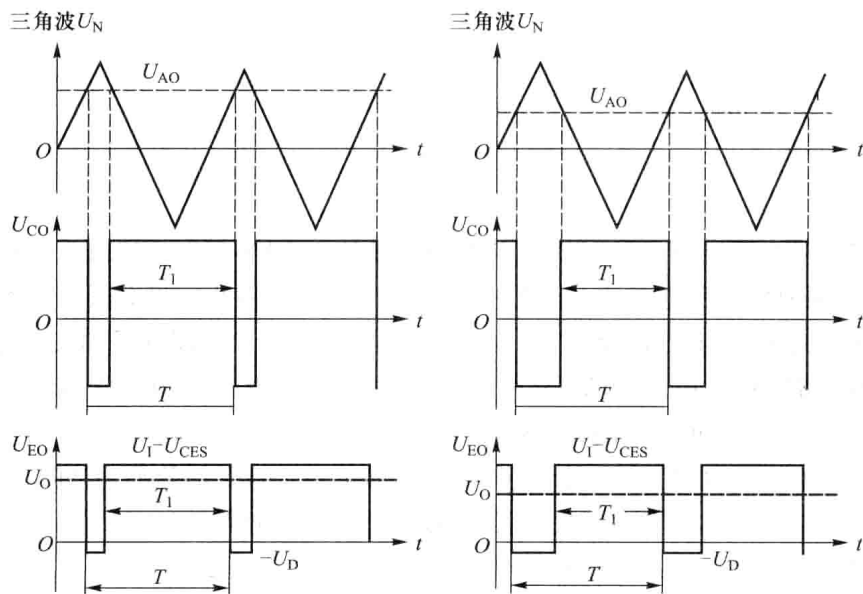


图 8-2'

输出直流电压大小由开关信号的占空比  $D(=T_1/T)$  决定，实际上  $U_O$  就是  $U_{EO}$  的平均电压值，即输出直流电压  $U_O$  为

$$U_o = \frac{T_1}{T} (U_1 - U_{CES}) - \frac{T - T_1}{T} U_D \approx \frac{T_1}{T} U_1 = D U_1$$

若  $T_1 = 60\% T$ ,  $U_1 = 20 \text{ V}$ , 则输出直流电压  $U_o = D \times U_1 = 0.6 \times 20 \text{ V} = 12 \text{ V}$ , 而开关信号的占空比又随反馈信号  $U_F$  的大小而变化, 当输出直流电压  $U_o$  上升时, 则有

$$U_o \uparrow \Rightarrow U_F \uparrow \Rightarrow U_{A0} \downarrow \Rightarrow D \downarrow$$

$$U_o \downarrow \leftarrow$$

可见, 靠反馈电压  $U_F$  微调来改变占空比, 从而维持输出直流电压  $U_o$  的稳定。

与线性稳压器类似, 误差放大器 A 的输出电压  $U_{A0}$  大小及极性决定于参考电压  $U_{REF}$  与反馈电压  $U_F$  之差, 故输出直流电压  $U_o$  也可如下计算:

$$U_F = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_o,$$

$$U_o = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_F = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_{REF}$$

这与用占空比计算  $\left( U_o = \frac{T_1}{T} U_1 = D U_1 \right)$  应该是一致的。

## 2. 功率放大

【例 8-3】图 8-3 给出 4 个复合管接法, 试问正确与否? 若不正确, 应如何改正。

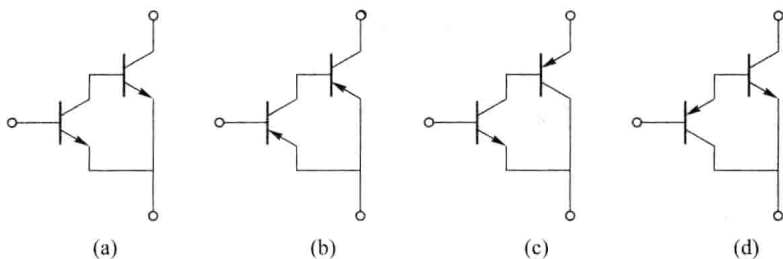


图 8-3

**解:** 要保证复合管接法正确, 必须要满足两个条件, 一是各管电流流向要一致并正确, 二是极间电压必须要保证所有管子工作在放大区, 不能饱和或截止。根据这两个条件, 图 8-3 中只有 (c) 接法是对的, 其他的全错, 因为电流流向不一致, 且后面管子的发射结与前面管子的 CE 接在一起, 前管  $U_{CE}$  会很低, 易饱和。(c) 接法等效为一个 NPN 管, 其总  $\beta \approx \beta_1 \cdot \beta_2$ 。图 8-3' 给出 4 种复合管正确接法, 供参考。由于复合管的基极电流等于第一个管子的基极电流, 故复合管的管型取决于第一个管子的管型, 即第一个管子的管型为 NPN, 则复合管的管型也为 NPN, 反之亦然。在功率放大器中应用最多的是 (a) 与 (c)。

【例 8-4】功率放大器电路如图 8-4 所示, 试回答如下问题:

- (1) 静态时, 调节哪个电位器, 可使电路达到平衡, 使  $U_o = 0 \text{ V}$ ?
- (2) 若发现输出信号出现交越失真, 应调节哪个电位器?
- (3) 若  $R_{p2}$  逐渐增大, 功率管的工作状态会如何变化?
- (4) 二极管 D 有什么作用? 若将二极管反接, 会产生什么后果?
- (5) 若不小心将负载对地短路, 会产生什么后果?

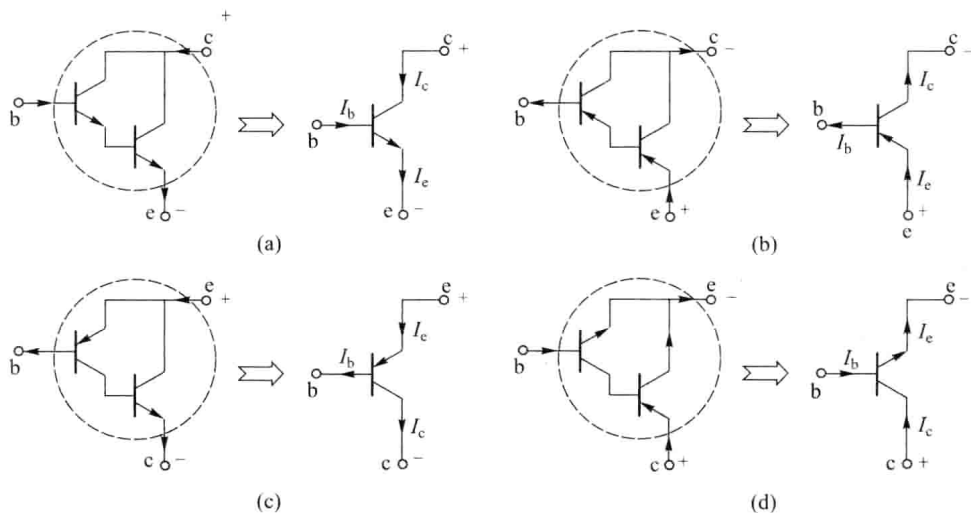


图 8-3'

(6) 已知  $U_{CC} = \pm 15 \text{ V}$ ,  $R_L = 8 \Omega$ , 若  $U_i$  为正弦有效值  $10 \text{ V}$  的信号, 问电路输出功率  $P_o$ , 电源供给功率  $P_E$ , 单管损耗功率  $P_C$  以及效率  $\eta$  的值分别为多少?

(7) 若功率管  $T_1$ 、 $T_2$  的极限参数为  $P_{CM} = 10 \text{ W}$ ,  $I_{CM} = 5 \text{ A}$ ,  $U_{(BR)CEO} = 40 \text{ V}$ , 问功率管能否安全工作?

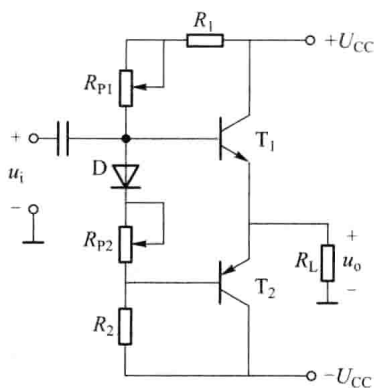


图 8-4

**解:** (1) 静态时, 调节电位器  $R_{P1}$ , 可使电路达到平衡, 使  $U_o = 0 \text{ V}$ 。

(2) 发现输出信号出现交越失真, 应调节电位器  $R_{P2}$  使之增大。

(3) 若  $R_{P2}$  逐渐增大, 功率管的工作状态将由 B 类变为 AB 类, 若进一步增大, 工作点电流进一步增大, 甚至于有可能演变为 A 类。

(4) 二极管 D 的作用是克服交越失真 (连同  $R_{P2}$  一起作用), 若将二极管反接, 则二极管截止, 分压支路断开, 电源将通过各自的偏置电阻 ( $R_1 - R_{P1}$ ,  $R_2$ ) 直接向  $T_1$ 、 $T_2$  灌入很大的基极电流, 甚至会因电流太大而损坏管子。

(5) 若不小心, 将负载对地短路, 全部电源电压加在管子上, 且电流又大大增加, 以致于管子功耗大大超过而烧毁。在这种电路中, 因没有任何过流保护措施, 负载短路是非常危险的。

(6) 因为是互补跟随器结构,电压增益接近于1,输入电压有效值为10 V,那么输出

电压幅度  $U_o = \sqrt{2} \times 10 \text{ V}$ , 输出功率  $P_o = P_L = \frac{U_o^2}{2R_L} = \frac{(\sqrt{2} \times 10)^2}{2 \times 8} = 12.5 \text{ W}$ 。

电源供给功率  $P_E = 2U_{CC} \times \frac{I_C}{\pi} = 2U_{CC} \times \frac{1}{\pi} \frac{U_o}{R_L} = 2 \times 15 \times \frac{\sqrt{2} \times 10}{\pi \times 8} \text{ W} \approx 16.9 \text{ W}$

单管消耗功率  $P_c = \frac{1}{2}(P_E - P_o) = \frac{1}{2}(16.9 - 12.5) \text{ W} = 2.2 \text{ W}$

转换能量的效率  $\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{12.5}{16.9} = 74\%$

(7) 检验管子是否安全工作:

管子最大功耗  $P_{cm} = 0.2P_{om} = 0.2 \times \frac{U_{CC}^2}{2R_L} = 0.2 \times \frac{15^2}{2 \times 8} \text{ W} \approx 2.8 \text{ W} < P_{CM}(10 \text{ W})$

管子最大电流  $I_{cm} = \frac{U_{CC}}{R_L} = \frac{15}{8} \text{ A} = 1.875 \text{ A} < I_{CM}(5 \text{ A})$

管子承受的最大反压  $U_{(BR)CEom} = 2U_{CC} = 30 \text{ V} < U_{(BR)CEOM}(40 \text{ V})$

可见,该电路中可能的管子最大功耗、管子最大电流、管子承受的最大反压均小于管子的额定允许值,故管子工作是安全的。

### 8.3 习题解答

**8-1** 关于电源的应用,请根据应用场合选择最恰当的电源类型,并说明理由(填线性稳压器、低压差稳压器、开关电源、稳压管、基准源)。

- (1) 将锂电池(3.7~4.2 V)降压至3.3 V,为数字逻辑器件供电,应选择\_\_\_\_\_;
- (2) 便携式计算机、平板电视的电源,应优先考虑采用\_\_\_\_\_;
- (3) 为运放提供12 V/10 mA 电源供电,为降低成本可选择\_\_\_\_\_;
- (4) 产生精密的5.000 V 参考电压,应选择\_\_\_\_\_;
- (5) 电子捕蝇器中,将6 V 电池的电压升至3 kV,应选择\_\_\_\_\_;
- (6) 智能手机中,从锂电池(3.7~4.2 V)降压,为CPU 提供1.8 V/1 A 的内核电压,应选择\_\_\_\_\_;
- (7) LED 手电筒中,为了延长电池寿命,驱动LED 应该选用\_\_\_\_\_;

**解:**(1) 应选择低压差稳压器,因为允许压差最小只有400 mV。

(2) 应采用开关电源,体积小、效率高。

(3) 可选择稳压管或三端线性稳压器,电流不大,成本低。

(4) 应选择基准源,以满足精密的参考电压之要求。

(5) 应选择开关电源,因为只有开关电源能升压。

(6) 因压差较大又要升压,应选择开关电源,体积小、效率高,可升压。

(7) 应选择开关电源,体积小、效率高。

**8-2** 关于功率放大器的应用,请根据应用场合选择最恰当的功放类型,并说明理由(填A类、AB类、D类放大器)。

- (1) 追求极致性能的高保真音响系统,应选择\_\_\_\_\_;
- (2) 手机的外放扩音部分电路,为延长电池寿命,应选择\_\_\_\_\_;
- (3) 电池供电的扩音喊话器,应选择\_\_\_\_\_;
- (4) 大功率汽车音响,安装位置的散热空间有限,应选择\_\_\_\_\_;
- (5) 一般的有源音箱,可选择\_\_\_\_\_;

解:(1) 应选择 A 类功放,因 A 类非线性失真最小,可满足高保真要求。

(2) 应选择 D 类功放,因为 D 类功放效率最高。

(3) 应选择 D 类或 AB 类功放,因为效率高。

(4) 应选择 D 类,因为效率高,散热少。

(5) 应选择 AB 类功放,成本相对低,效率也较高。

**8-3** 某 AB 类推挽功放电路如图 P8-3 所示,试回答下列问题:

- (1) 画出发射极箭头方向;
- (2) 判断该电路引入了什么类型的负反馈?
- (3) 计算放大倍数  $A_{uf} = u_o / u_i$ ;

(4) 忽略晶体管和运放的饱和压降,要求对于正弦信号,电路在 8 欧负载上获得最大输出功率  $P_{omax} = 10 \text{ W}$ ,计算最低电源电压。

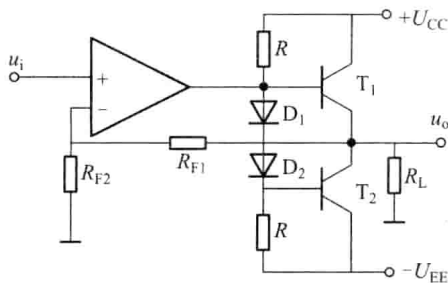


图 P8-3

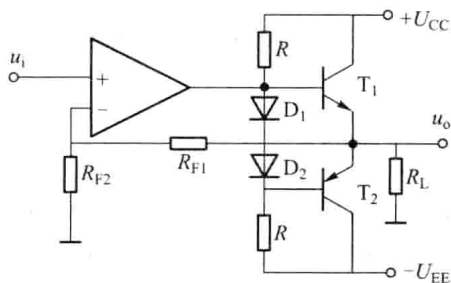


图 P8-3'

解:(1) 图 P8-3 中晶体管箭头如图 P8-3'所示。T<sub>1</sub> 为 NPN 管,T<sub>2</sub> 为 PNP 管。

(2) 电路中引入了串联电压负反馈( $R_{F1}$ ,  $R_{F2}$ )。

(3) 放大倍数  $A_{uf} = u_o / u_i = 1 + \frac{R_{F1}}{R_{F2}}$

(4) 最低电源电压  $U_{CCmin} = \sqrt{2P_{omax} \times R_L} = \sqrt{2 \times 10 \times 8} \text{ V} = 12.65 \text{ V}$

取  $U_{CC} = 15 \text{ V}$

**8-4** 某电源电路如图 P8-4 所示,假设运放是理想的,且输入电压  $u_i$  足够高。

(1) 标出运放+/-输入端,以及晶体管发射极箭头,使负反馈成立。

(2) 计算输出电压  $u_o$  的范围。

解:(1) 标出运放+/-输入端,以及晶体管发射极箭头如图 P8-4'所示。

(2) 电位器(10 k $\Omega$ )滑动端移至最上端,  $u_o = u_{Omin} = U_{REF} = 2.5 \text{ V}$ ;电位器(10 k $\Omega$ )滑动端

移至最下端,  $u_o = u_{Omax} = \frac{R_2 + R_p}{R_2} U_{REF} = \frac{1 + 10}{1} \times 2.5 \text{ V} = 27.5 \text{ V}$ 。

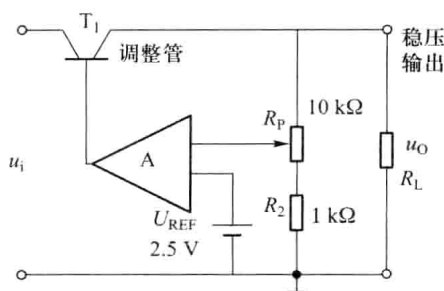


图 P8-4

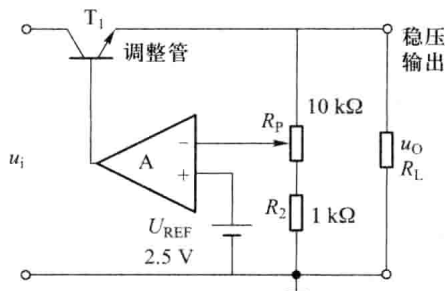


图 P8-4'

**8-5** 假设功放的电源对称,且忽略功率管上的饱和电压,输入信号为正弦波。计算单端 A 类功率放大器(图 P8-5 即图 8.4.3)的理论极限效率。

**解:** 因为不失真的管子交流电流最大振幅  $I_{omax} = I_{CQ}$ , 所以, 负载可能得到的交流功率为

$$P_{omax} = P_{Lmax} = \frac{1}{2} I_{omax} \cdot U_{omax} = \frac{1}{2} I_{CQ} \cdot U_{CC}$$

电源输出的总功率为  $P_E = I_{CQ} \cdot U_{CC} + I_{CQ} \cdot U_{EE} = 2(I_{CQ} \cdot U_{CC})$

故单端 A 类功率放大器的理论极限效率为  $\eta_{max} = \frac{P_{omax}}{P_E} =$

$$\frac{\frac{1}{2} I_{CQ} U_{CC}}{2 I_{CQ} U_{CC}} = \frac{1}{4} = 25\%$$

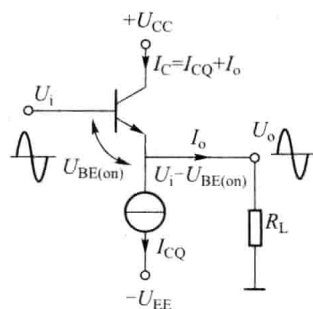


图 P8-5 即图 8.4.3

**8-6** AD584 是一款高性能基准源 IC, 其内部等效电路及应用如图 P8-6 所示, 计算  $S_1$ 、 $S_2$  和  $S_3$  分别闭合, 以及全部断开时的输出电压值。

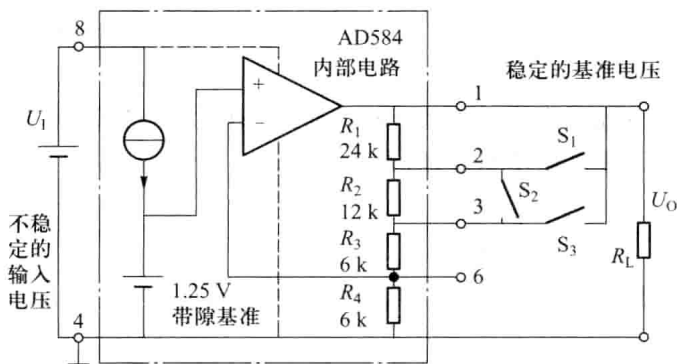


图 P8-6

**解:** (1)  $S_1$  闭合,  $U_o = \frac{R_2 + R_3 + R_4}{R_4} U_{REF} = \frac{12 + 6 + 6}{6} \times 1.25 \text{ V} = 5 \text{ V}$

(2)  $S_2$  闭合,  $U_o = \frac{R_1 + R_3 + R_4}{R_4} U_{REF} = \frac{24 + 6 + 6}{6} \times 1.25 \text{ V} = 7.5 \text{ V}$

(3)  $S_3$  闭合,  $U_o = \frac{R_3 + R_4}{R_4} U_{REF} = \frac{6 + 6}{6} \times 1.25 \text{ V} = 2.5 \text{ V}$

$$(4) \text{ 开关全部断开 } U_o = \frac{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}{R_4} U_{REF} = \frac{24 + 12 + 6 + 6}{6} \times 1.25 \text{ V} = 10 \text{ V}$$

**8-7** MC34063 为一款常用的开关电源芯片,配合少量的外围元件即可搭建开关电源。图 P8-7 给出了 MC34063 芯片内部的等效电路,配合外部元件构成了某种开关电源,试分析电路并回答问题。

(1) 画出该开关电源的拓扑结构,并分析电路的工作原理及工作过程(至少分析说明开关过程及反馈过程)。

(2) 依图中标注参数计算输出电压。

(3) 如何减小输出电压纹波,试举两种可行方案。

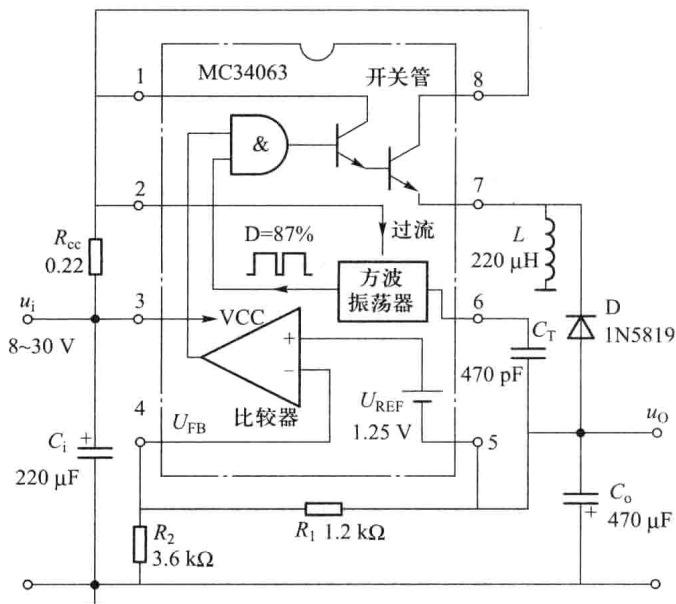


图 P8-7

**解:**(1) 该开关电源的拓扑结构如图 P8-7'所示,可见是负压型(Inverting)拓扑结构。

电路的开关过程:在开关管导通时间,电流经过开关 S、电感 L 构成回路,电感电流  $I_L$  上升,电感储能;当开关管断开时,电感电流  $I_L$  不能突变,导致二极管 D 导通,电流流经过电感 L、二极管 D、输出电容  $C_o$  构成回路,在输出电容得到负电压输出。

电路的反馈过程:当  $R_1$  两端电压略高于  $U_{REF}$  时,运放 '-' 端高于 '+' 端,比较器输出低电平,与门输出始终为 0,即开关管关断,使能量搬移的过程停止,输出电容  $C_o$  的电压在负载放电作用下自然下降,使  $R_1$  两端电压下降;反之,当  $R_1$  两端电压略高于  $U_{REF}$  时,比较器输出高电平,开关管周期性导通,使电容  $C_o$  的电压升高,即最终反馈结果是  $R_1$  两端电压保持在  $U_{REF}$  附近很小的范围。

(2) 依图中标注参数计算输出电压。注意  $U_{REF}$  负端接在输出端,由上述反馈分析可知:

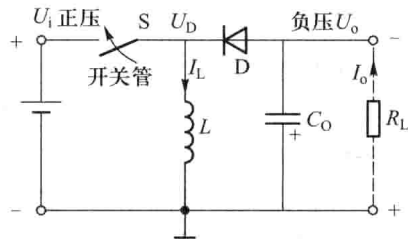


图 P8-7'

$$-U_o \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) = U_{REF}, \text{ 即 } U_o = -U_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = -1.25 \times \left( 1 + \frac{3.6}{1.2} \right) \text{ V} = -5 \text{ V}$$

(3) 为减小输出电压纹波,可采用的方案有:

提高开关频率、或加大输出电容量、或增加二级 LC 滤波等。

**8-8** 采用 5 V 三端稳压器 7805/7905 的双路电源如图 P8-8 所示。

(1) 判断该整流电路的类型;

(2) 要求整流输出电压为  $U_{o1} = 10 \text{ V}$ , 请问变压器的二次侧电压  $U_1$  的有效值应为多少?

变压比  $n = \frac{N_1}{N_2}$  值为多少? 每个二极管的击穿电压  $U_{BR}$  应大于多少?

(3) 输出电压  $U_o, U'_o$  各等于多少?

(4) 要求负载电流  $I_L = 50 \text{ mA}$ , 求三端稳压器的功耗  $P_C$  值为多少?

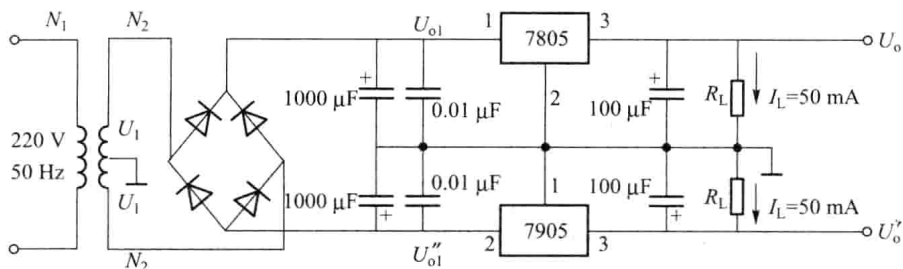


图 P8-8

**解:** (1) 两路均为全波整流电路。

(2) 要求整流输出电压为  $U_{o1} = 10 \text{ V}$ , 变压器的二次侧电压  $U_1$  的有效值应为

$$U_1 = \frac{U_{o1}}{1.2} = \frac{10}{1.2} \text{ V} \approx 8.3 \text{ V}$$

$$\text{变压比 } n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{220}{8.3} = 26.5,$$

每个二极管的击穿电压  $U_{BR}$  应大于  $(\sqrt{2} \times U_1 + U_{o1}) = (\sqrt{2} \times 8.3 + 10) \text{ V} = 21.7 \text{ V}$

(3) 输出电压  $U_o = 5 \text{ V}, U'_o = -5 \text{ V}$

(4) 要求负载电流  $I_L = 50 \text{ mA}$ , 三端稳压器的功耗

$$P_C = (U_{o1} - U_o) I_L = (10 - 5) \times 50 \text{ mW} = 250 \text{ mW}$$

**8-9** 整流及稳压电路如图 P8-9 所示,

(1) 整流器类型是什么? 整流器输出电压约为多少伏?

(2) LM7812 中调整管所承受的电压约为多少伏?

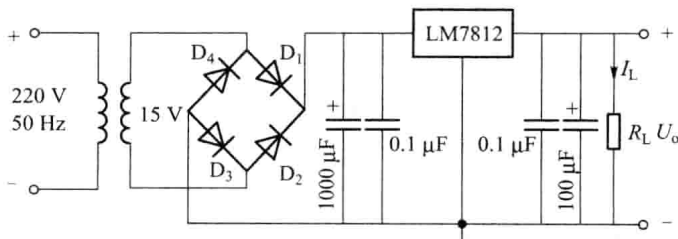


图 P8-9



(3) 负载电流  $I_L = 100 \text{ mA}$ , LM7812 的功耗  $P_C$  值为多少?

解:(1) 该电路是桥式整流器,整流器输出电压约为  $15 \times 1.2 \text{ V} = 18 \text{ V}$ ;

(2) LM7812 中调整管所承受的电压约为  $(18 - 12) \text{ V} = 6 \text{ V}$ ;

(3) 负载电流  $I_L = 100 \text{ mA}$ , LM7812 的功耗  $P_C = 6 \times 100 \text{ mA} = 600 \text{ mW}$ 。

8-10 图 P8-10 是采用 AD584 作为电压基准的精密恒流源电路,求输出电流  $I_O$  值?

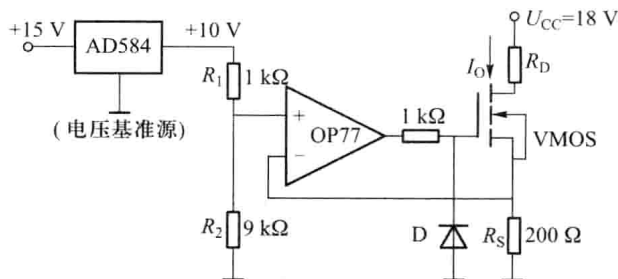


图 P8-10

$$\text{解: } U_+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 10 \text{ V} = \frac{9}{1 + 9} \times 10 \text{ V} = 9 \text{ V}$$

$$U_+ = U_- = U_S = 9 \text{ V} \quad \text{故} \quad I_O = I_S = \frac{9 \text{ V}}{200 \Omega} = 45 \text{ mA}$$

8-11 集成功率放大器 2030 的一种应用电路如图 P8-11 所示,其输出级采用互补跟随 B 类功放,若功率管的饱和压降  $U_{CE(sat)}$  可忽略不计,输入信号  $u_i$  为正弦电压,试问:

(1) 理想情况下最大输出功率  $P_{o(max)}$  值为多少?

(2) 功率级的最高效率  $\eta$  值为多少?

(3) 电容  $C_1, C_2$  的作用各是什么?

(4) 满足最大输出功率时,输入信号  $u_i$  的振幅应为多少?

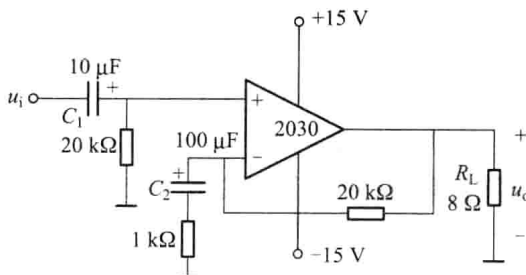


图 P8-11

$$\text{解: (1) 理想情况下最大输出功率 } P_{o(max)} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{15 \times 15}{8} \text{ W} = 14.06 \text{ W}$$

$$(2) \eta_{max} = 78.5\%$$

(3) 图中  $C_1$  为输入端耦合电容,起隔直流通交流作用。 $C_2$  在串联电压负反馈网络中,对直流可视为开路,以实现对直流百分之百的负反馈;而对交流可视为短路,故对交流的反

馈系数减小为  $F = \frac{1 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega + 20 \text{ k}\Omega} = \frac{1}{21}$ , 闭环增益  $A_{uf} = \frac{1}{F} = 21$ 。

(4) 满足最大输出功率时,输出信号  $U_{om} = 15 \text{ V}$ , 故  $U_{im} = \frac{U_{om}}{A_{uf}} = \frac{15}{21} \text{ V} \approx 0.72 \text{ V}$ 。

**8-12** 单电源供电的互补对称功率电路如图 P8-12 所示, 已知负载电流振幅值  $I_{LM} = 0.45 \text{ A}$ , 试求: 负载所获得功率  $P_o$  的值, 电源供给的直流功率  $P_E$  的值, 以及效率  $\eta$  的值。

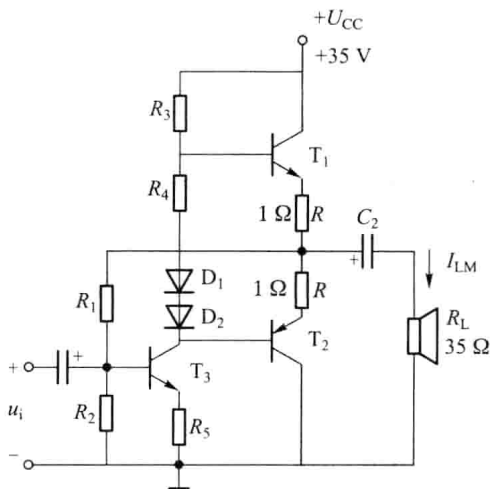


图 P8-12

解: 负载所获得功率  $P_o = \frac{1}{2} I_{LM}^2 R_L = \frac{1}{2} \times 0.45^2 \times 35 \text{ W} \approx 3.54 \text{ W}$

电源供给的直流功率  $P_E = \frac{I_{LM}}{\pi} \cdot U_{CC} = \frac{0.45 \times 35}{3.14} \text{ W} \approx 5.02 \text{ W}$

效率  $\eta = \frac{P_o}{P_E} = \frac{3.54}{5.02} \times 100\% \approx 70.5\%$

**8-13** 电路如图 P8-13 所示, 忽略输出功率管的饱和电压, 试求:

- (1)  $I_{CQ1}$ ,  $U_{CQ1}$  的值;
- (2) 负载  $R_L$  可能得到的最大交流功率  $P_{o(max)}$ ;
- (3) 开关 S 闭合后, 电路引进了何种反馈;
- (4) 引入负反馈后, 计算负载  $R_L$  可能得到的最大交流功率时, 所需的输入信号  $u_i$  的幅度。

解: (1)  $I_{CQ1} = \frac{1}{2} I = \frac{0.2}{2} \text{ mA} = 0.1 \text{ mA}$ ,

$$U_{CQ1} = U_{CC} - I_{CQ1} \cdot R_{C1} = (12 - 0.1 \times 10) \text{ V} = 11 \text{ V}$$

(2) 负载  $R_L$  可能得到的最大交流功率  $P_{o(max)} = \frac{1}{2} \times \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{1}{2} \times \frac{12^2}{8} \text{ W} = 9 \text{ W}$

(3) 开关 S 闭合后, 电路引进了串联电压负反馈。

(4) 所需的输入信号  $u_i$  的幅度  $U_{im}$  为

$$U_{im} = \frac{U_{om}}{A_{uf}} = \frac{12 \text{ V}}{1 + \frac{R_f}{R_{B2}}} = \frac{12 \text{ V}}{10} = 1.2 \text{ V}$$

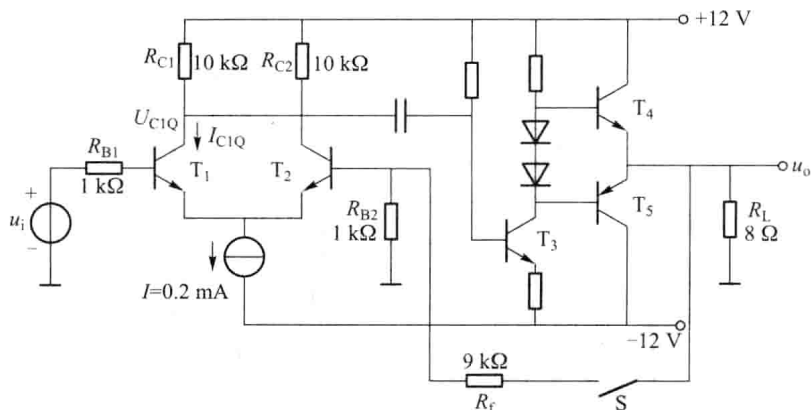


图 P8-13

**8-14** 计算工作于 A 类的推挽电路的极限效率。

**解:** A 类推挽的电路工作状态分别如图 P8-14(a) 和 (b) 所示, 其工作点电流为  $I_{CQ}$ , 极限情况下, 每管的最大交流信号电流振幅  $I_{cm} = I_{CQ}$ , 负载电流振幅为  $I_{Lm} = 2I_{cm} = 2I_{CQ}$

负载最大交流振幅  $U_{Lm} = U_{CC}$ , 故有

直流供给功率

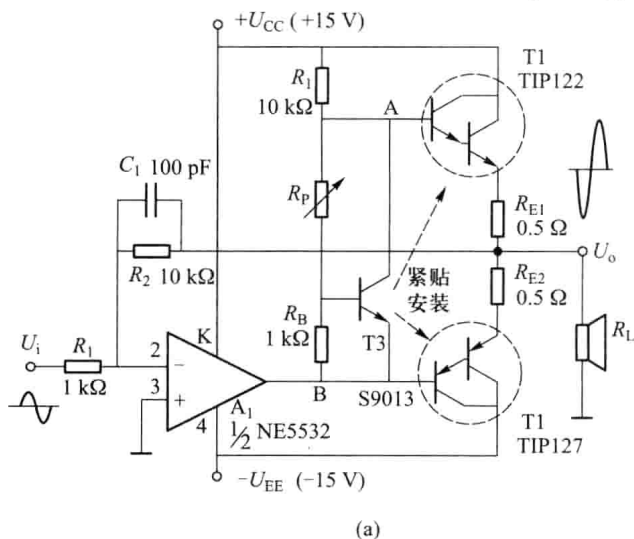
$$P_E = U_{CC} I_{CQ} + U_{EE} I_{CQ} = 2U_{CC} I_{CQ}$$

负载最大交流功率

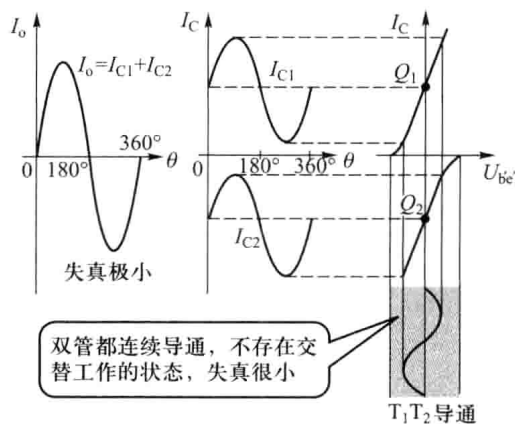
$$P_{omax} = \frac{1}{2} \cdot U_{om} \cdot I_{Lm} = \frac{1}{2} \cdot U_{CC} \cdot 2I_{CQ} = U_{CC} I_{CQ}$$

所以, 最大效率

$$\eta_{max} = \frac{P_{om}}{P_E} = \frac{U_{CC} I_{CQ}}{2U_{CC} I_{CQ}} = 50\%$$



(a)



(b)

图 P8-14

**8-15** 由复合管组成的桥式互补对称功率放大器如图 P8-15 所示, 该电路驱动电机正、反向旋转, 试分析该电路的工作原理。

**解:** 这是一个驱动电机正、反旋转的桥式功率放大电路, 其中复合管  $T_3$ 、 $T_5$  等效为 NPN 管,  $T_4$ 、 $T_6$  等效为 PNP 管,  $T_3 \sim T_6$  组成 4 个桥臂。  $T_1$ 、 $T_2$  构成输入射随器, 起缓冲隔离作用。

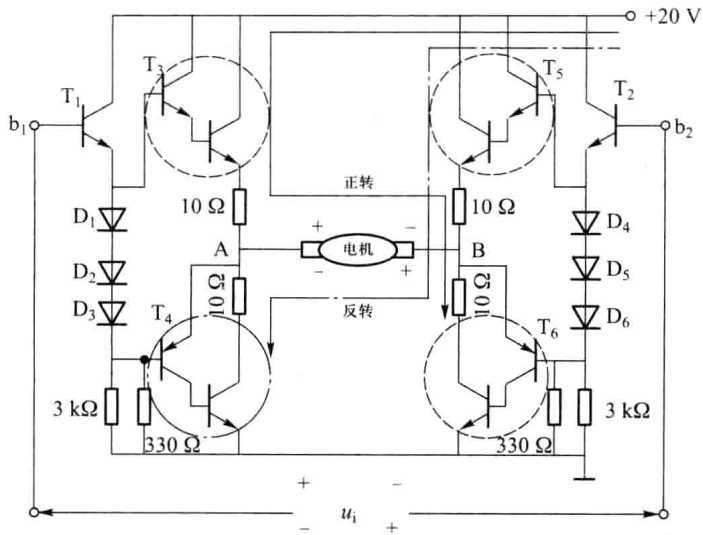


图 P8-15

$D_1 \sim D_6$  为克服交越失真的二极管。输入控制信号  $u_i$  分别加到  $T_1$ 、 $T_2$  的基极, 当  $T_1$  基极为正(高),  $T_2$  基极为负(低), 则  $T_3$ 、 $T_6$  导通,  $T_5$ 、 $T_4$  截止, 流过电机的电流由 A 指向 B, 驱动电机正转。反之, 当  $T_1$  基极为负(低),  $T_2$  基极为正(高), 则  $T_3$ 、 $T_6$  截止,  $T_5$ 、 $T_4$  导通, 流过电机的电流由 B 指向 A, 驱动电机反转。

# 附录 A

## 模拟试题(一)

### 一、填空(每空 1 分,共 20 分)

1. 如图 1.1 所示,已知  $U_{BE(ON)} = 0.7 \text{ V}$ 。  $U_A =$  \_\_\_\_\_  $\text{V}$ ;  $I_D =$  \_\_\_\_\_  $\text{mA}$ 。

2. 如图 1.2 所示,  $u_1 = 12 \text{ V}$ ,  $R = 100 \Omega$ ,  $U_Z = 5 \text{ V}$ 。当  $R_L = 50 \Omega$  时,  $u_o =$  \_\_\_\_\_  $\text{V}$ ; 当  $R_L = 200 \Omega$  时,  $u_o =$  \_\_\_\_\_  $\text{V}$ 。

3. 图 1.3 中晶体管是 \_\_\_\_\_ 型(NPN 或 PNP), 其电流放大系数  $\beta =$  \_\_\_\_\_。

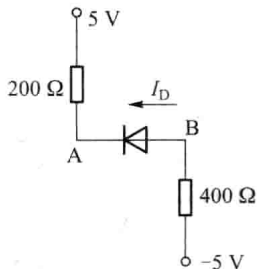


图 1.1

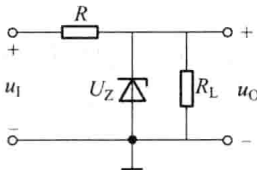


图 1.2

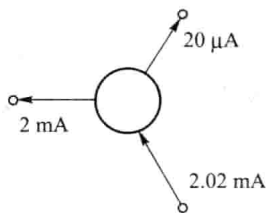


图 1.3

4. MOS 管特性曲线如图 1.4 所示。该管为 \_\_\_\_\_ 型(沟道和管型)场效应管。若  $U_{GS} = 3 \text{ V}$  时, MOS 管工作于 \_\_\_\_\_ 区。

5. 晶体管电路如图 1.5 所示,测得  $U_{BE} = 0.6 \text{ V}$ ,  $U_C = 0.3 \text{ V}$ , 该管工作在 \_\_\_\_\_ 状态; 若测得  $U_{CE} \approx U_{CC}$ , 则该管工作在 \_\_\_\_\_ 状态。

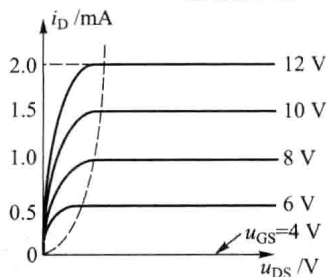


图 1.4

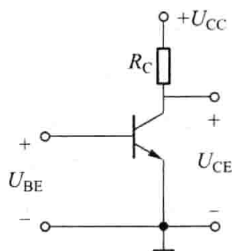


图 1.5

6. 某差动放大电路  $u_{i1} = 5.005 \text{ V}$ ,  $u_{i2} = 4.995 \text{ V}$ ,  $A_{ud} = 40 \text{ dB}$ ,  $K_{CMR} = 80 \text{ dB}$ , 差模输出电压  $u_{od} =$  \_\_\_\_\_  $\text{V}$ , 共模输出电压  $u_{oc} =$  \_\_\_\_\_  $\text{V}$ 。

7.  $|\beta(j\omega)|$  下降到 1 所对应的频率称为晶体管的 \_\_\_\_\_ 频率。

8. 某放大器的开环增益  $A = 100$ , 构成负反馈放大器后, 闭环增益  $A_f = 20$ , 则反馈系数  $F =$  \_\_\_\_\_。

9. 单电源互补跟随功率放大器如图 1.6 所示,在虚线框中画出适当的晶体管符号,该电路的最大输出功率  $P_{L,M} =$  \_\_\_\_\_ W (忽略晶体管饱和压降),每管承受的最大反压是 \_\_\_\_\_ V。图中  $D_1$ 、 $D_2$  的作用是 \_\_\_\_\_。

10. 如图 1.7 所示,三端集成稳压器 7805 的输入电压为 9 V,则输出电压应为 \_\_\_\_\_ V;若负载  $R_L = 100 \Omega$ ,则 7805 的功耗为 \_\_\_\_\_ mW。

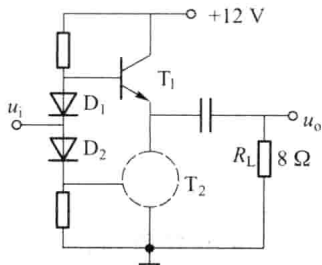


图 1.6

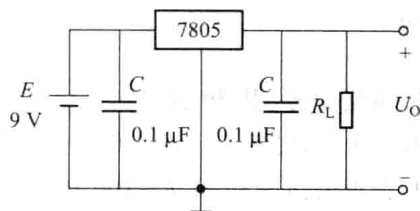


图 1.7

## 二、选择题(每题选两项,每项 1 分,共 10 分)

- PN 结外加正向电压,势垒区 \_\_\_\_\_,PN 结电流 \_\_\_\_\_。  
(a) 变宽; (b) 变窄; (c) 增大; (d) 减小。
- 由 NPN 管构成的共发射极放大器的集电极输出电压  $u_o$  如图 2.1 所示,该电路产生了 \_\_\_\_\_ 失真,为了消除该失真,工作点应 \_\_\_\_\_。



图 2.1

- (a) 饱和失真; (b) 截止失真;  
(c) 上移; (d) 下移。
- 下面关于负反馈的描述中,错误的是 \_\_\_\_\_ 和 \_\_\_\_\_。  
(a) 负反馈可以提高输入阻抗; (b) 负反馈可以提高中频增益;  
(c) 负反馈可以拓展通频带; (d) 负反馈可以提高放大倍数的稳定度。
- 某放大器的下限频率是 50 Hz,上限频率是 50 kHz,中频增益是 40 dB,电源电压为  $\pm 10$  V,则输入下列信号时,会产生线性频率失真的有 \_\_\_\_\_ 和 \_\_\_\_\_。  
(a)  $u_i = 20 \cos 2\pi \times 10^5 t$  mV;  
(b)  $u_i = (10 \sin 2\pi \times 10^3 t + 20 \cos 2\pi \times 10^5 t)$  mV;  
(c)  $u_i = (500 \sin 2\pi \times 10^3 t + 10 \cos 2\pi \times 10^4 t)$  mV;  
(d)  $u_i = (10 \sin 2\pi \times 10^3 t + 20 \cos 20\pi t)$  mV。

5. 图 2.2 所示的集成运放  $V/I$  变换电路中,输入端是 \_\_\_\_\_ 反馈,输出端是 \_\_\_\_\_ 反馈。

- (a) 串联; (b) 并联;  
(c) 电流; (d) 电压。

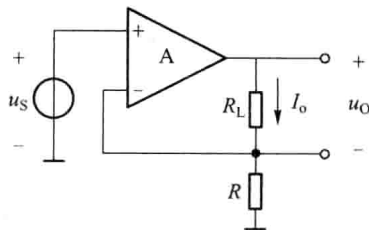


图 2.2

## 三、分析计算题(16 分)

晶体管放大电路如图 3 所示,  $r_{be}$  和  $\beta$  已知。

- 说明该电路为何种组态放大器,并画出其交流通路;

2. 不考虑负载电容  $C_L$  的作用, 写出中频电压增益  $A_{u1}$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$  的表达式;
3. 写出  $C_L$  作用下的上限频率  $f_H$ 。

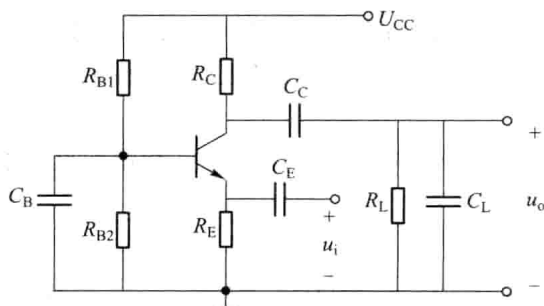


图 3

#### 四、分析、计算、波形题(18分)

理想集成运算放大器电路如图所示。

1. 计算图 4.1 中输出电压  $u_{O1}$  和  $u_O$  分别与输入电压  $u_i$  的关系式;
2. 图 4.2 中, 分别给出电位器  $R_p$  的滑动端在最上端、最下端和中间位置时的输出电压  $u_O$  值;
3. 说明图 4.3 完成何种功能, 定性画出输出电压  $u_O$  的波形, 并标出  $u_O$  的幅度值。

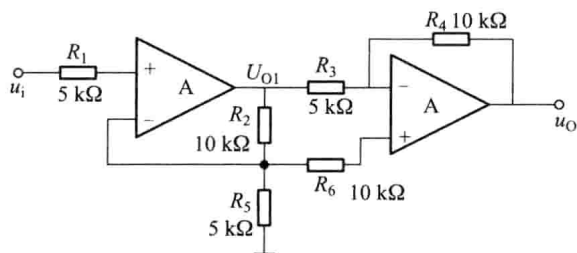


图 4.1

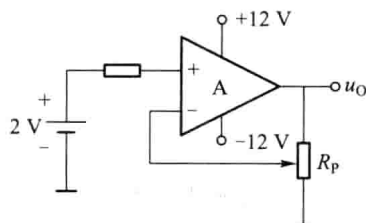


图 4.2

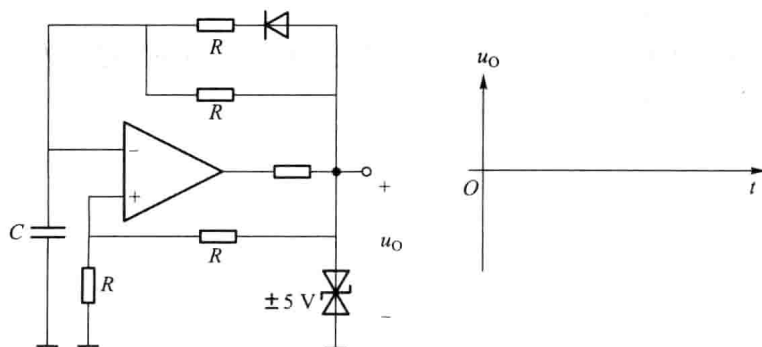


图 4.3

### 五、分析计算题(18分)

电路如图5所示,已知晶体管的  $U_{BE(ON)} = 0.6\text{ V}$ ,  $r_{bb'} = 400\ \Omega$ ,  $\beta = 100$ 。

1. 计算电流源电流  $I_0$  以及  $T_1$ 、 $T_2$  管的静态工作点  $I_{CQ}$  和  $U_{CEQ}$ ;
2. 不考虑负载电容  $C_L$  的作用,计算开环中频电压放大倍数  $A_{ul}$ ;
3. 为了改善负载电容  $C_L$  引起的线性失真,  $R_f$  应引入何种类型的反馈? 在图中将  $R_f$  正确接入电路;
4. 在(3)的情况下,如要求  $u_i = 0.5\text{ V}$  时  $u_o = 5\text{ V}$ ,利用深反馈条件估算  $R_f$  的取值。

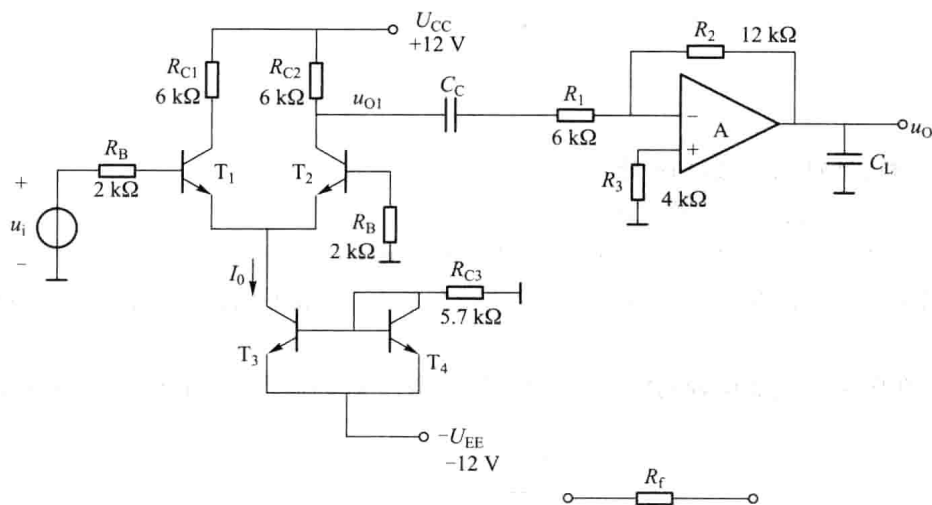


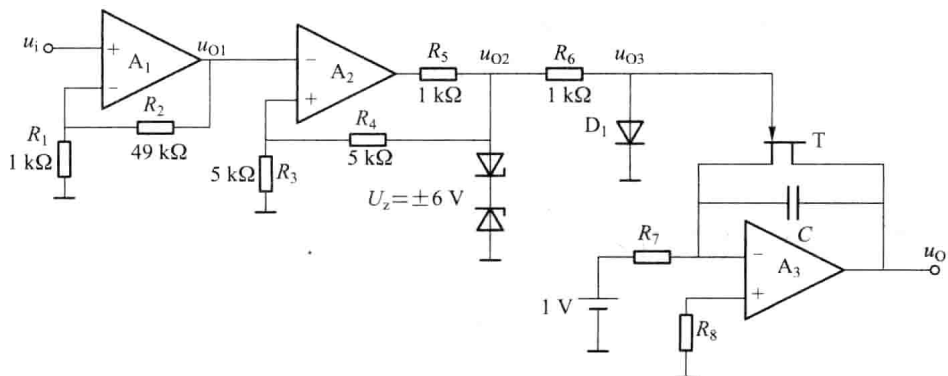
图 5

### 六、分析、波形题(18分)

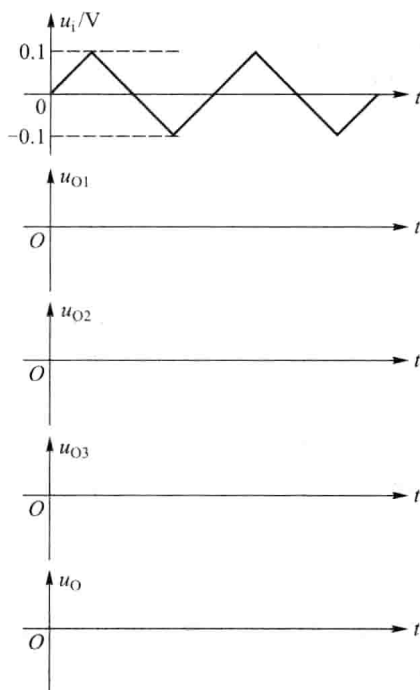
理想运放电路如图6所示,二极管为理想的,场效应管 T 的夹断电压  $U_{GS(off)} = -5\text{ V}$ ,输入信号是峰值为  $0.1\text{ V}$  的三角波。

1. 说明运放  $A_1$ 、 $A_2$  和  $A_3$  各完成何种功能?
2. 画出各级输出电压  $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$ 、 $u_{O3}$  和  $u_O$  的波形(电容  $C$  的初始电压为零),注意波形时间关系准确,并标出  $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$  和  $u_{O3}$  的幅度。





(a)



(b)

图 6

## 模拟试题(二)

### 一、填空(每空 1 分,共 20 分)

1. 半导体中扩散电流与\_\_\_\_\_有关,漂移电流取决于\_\_\_\_\_。
2. 测得放大状态下的晶体管三个电极电位分别为 3 V、6 V 和 2.4 V,则该管子的类型是\_\_\_\_\_(NPN/PNP)\_\_\_\_\_(硅/锗)管。
3. 晶体管三种基本组态放大电路中,输入电阻最小的是\_\_\_\_\_组态,输入电阻最大的是\_\_\_\_\_组态,输出电压和输入电压反相的是\_\_\_\_\_组态。
4. 某场效应管转移特性如图 1.1 所示,该管为\_\_\_\_\_沟道\_\_\_\_\_场效应管。

5. 电流源电路如图 1.2 所示,图中晶体管  $\beta \gg 1$ , 输出电流  $I_o =$  \_\_\_\_\_。
6. 放大电路频率响应如图 1.3 所示,则中频增益  $A_{u1} =$  \_\_\_\_\_ 倍,带宽  $BW =$  \_\_\_\_\_。

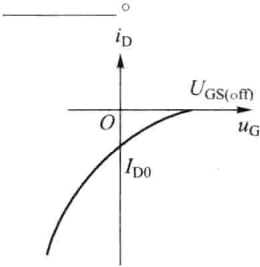


图 1.1

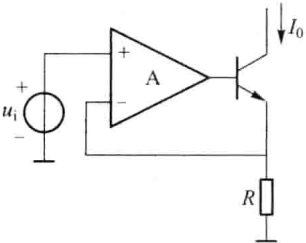


图 1.2

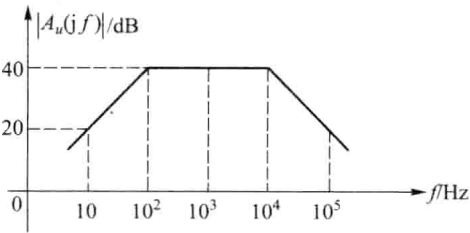


图 1.3

7. 有源滤波电路如图 1.4 所示,该电路的滤波特性是\_\_\_\_\_。
8. 并联电流负反馈稳定输出\_\_\_\_\_ (电压/电流),它使放大电路输入电阻\_\_\_\_\_。

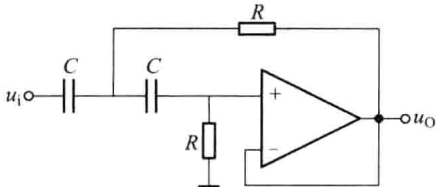


图 1.4

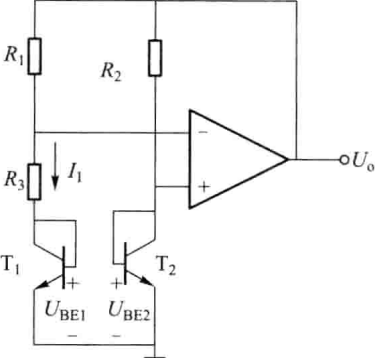


图 1.5

9. 理想运放电路如图 1.5 所示,假定晶体管基极电流可以忽略,电路已稳定,则在深度负反馈时,流过  $R_3$  的电流  $I_1$  与  $U_{BE1}$  和  $U_{BE2}$  的关系表达式为  $I_1 =$  \_\_\_\_\_,输出电压  $u_o =$  \_\_\_\_\_。

10. 如图 1.6 所示单相桥式整流电路中,如果电源变压器次级电压  $U_2$  的有效值为 10 V,则输出电压为  $u_o =$  \_\_\_\_\_ V,当滤波电容  $C$  断开时,输出电压  $u_o =$  \_\_\_\_\_ V。

11. 图 1.7 所示电路中的  $R_2 = 3R_1$ ,求输出电压  $u_o =$  \_\_\_\_\_ V。

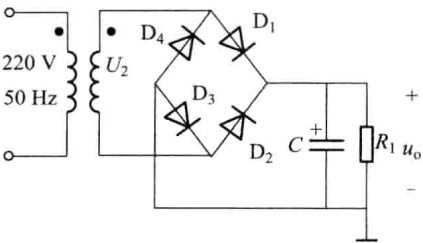


图 1.6

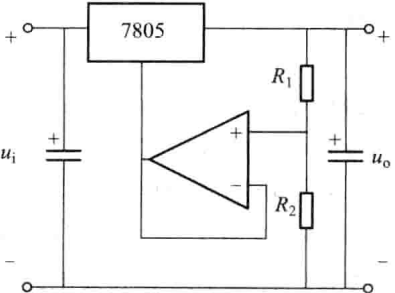


图 1.7

## 二、判断题(15分)

判断图2(a)、(b)、(c)电路中晶体管或场效应管的工作状态,并计算图中晶体管的  $I_{CQ}$ 、 $U_{CEQ}$ ,场效应管的  $I_{DQ}$ 、 $U_{DSQ}$  分别为多少?

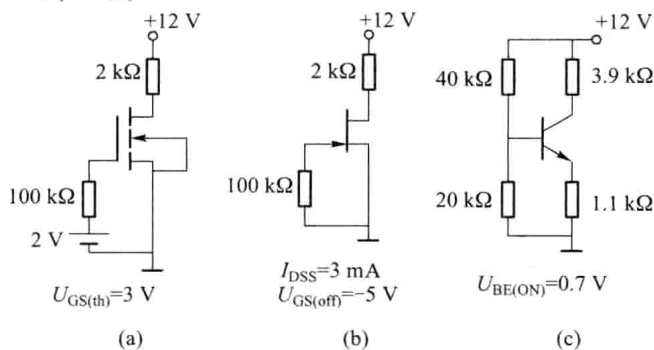


图 2

## 三、分析、波形题(16分)

电路如图3(a)、(b)、(c)所示,二极管视为理想,稳压管的稳定电压  $U_Z = \pm 6\text{ V}$ ,运放的电源电压为  $\pm 15\text{ V}$ 。

1. 分别说明三个电路的功能;
2. 分别画出  $u_{oa}$ 、 $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$  和  $u_{oc}$  的波形,并标出  $u_{o1}$  和  $u_{o2}$  的幅度值。

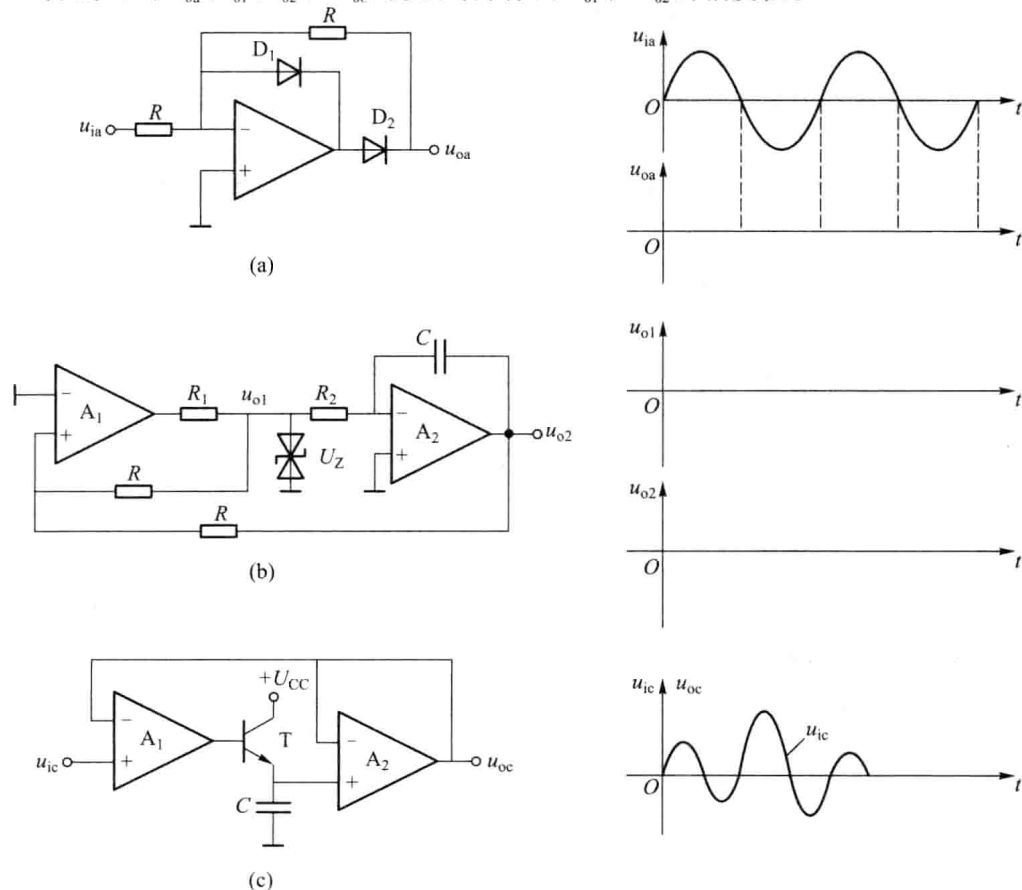


图 3

## 四、分析计算题(12分)

理想运放电路如图4所示,晶体管的 $\beta$ 和 $r_{be}$ 均已知,

1. 判断开关S接a时为何种类型反馈? 利用深反馈条件计算中频增益 $A_{ufl}$ ;
2. 若要求提高放大电路的上限频率 $f_H$ ,开关S应接到何处,此时电路的反馈类型是什么? 上限频率是多少?(不考虑晶体管内部结电容的影响,已知从a点和b点输出时的输出电阻分别为 $R_{oa}$ 和 $R_{ob}$ )

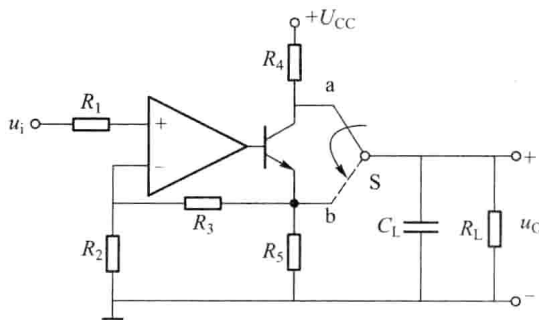


图4

## 五、分析计算题(22分)

电路如图5所示, $U_{BE(on)} = 0.7\text{ V}$ ,忽略管子的饱和压降, $\beta = 100$ , $r_{bb'} = 400\ \Omega$ 。

1. 求 $I_{C2Q}$ 、 $U_{CE2Q}$ 值分别为多少?
2. 在图中标出 $T_5$ 、 $T_6$ 管的发射极箭头方向;
3. 二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 在电路中的作用是什么?
4. 已知第二级乙类功放电路的输入电阻 $R_{i2} = 2\text{ k}\Omega$ ,计算第一级差动放大器的差模增益 $A_{ud1}$ ;
5. 已知 $T_5$ 、 $T_6$ 饱和压降 $U_{CES} = 1\text{ V}$ ,求电路的最大输出功率 $P_{om}$ 和最大效率 $\eta_{max}$ 。

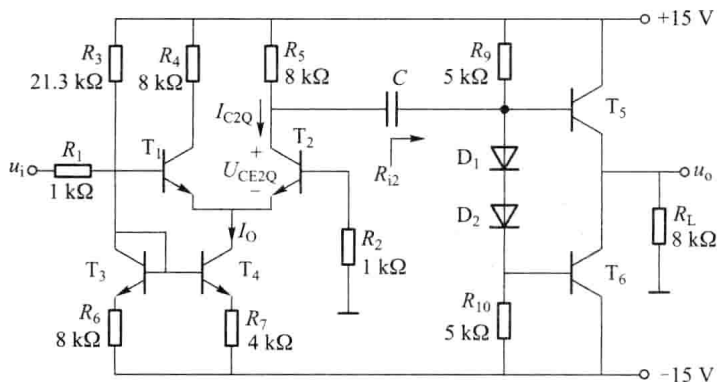


图5

## 六、分析计算题(15分)

1. 放大电路如图6.1所示。为了稳定输出电压,应引入何种负反馈? 在图中将 $R_f$ 正确接入电路,并利用深反馈条件计算闭环增益 $A_{uf}$ 。
2. 电路如图6.2所示。
  - (1) 说明 $A_1$ 、 $A_2$ 各组成何种功能的电路?
  - (2)  $A_1$ 电路的振荡频率 $f_0$ 为多少?

(3) 若  $\frac{1}{C_1 R_1} = \omega_1 = \omega_0$  试定性画出  $u_{o1}$ ,  $u_o$  的波形。

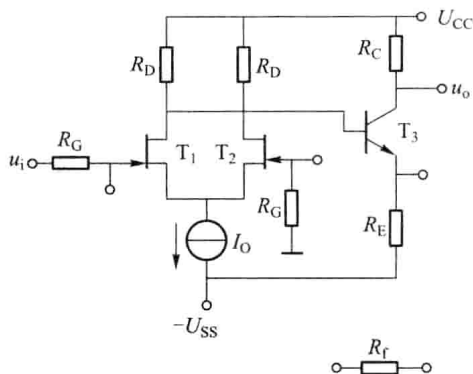


图 6.1

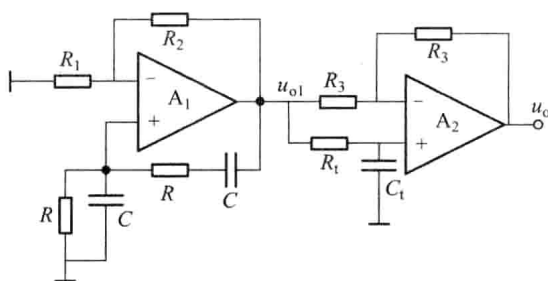


图 6.2

### 模拟试题(三)

#### 一、填空(每空 0.5 分,共 10 分)

1. 从结构上看,双极型晶体管可以分成\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_两种类型,它们工作时有\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_两种载流子参与导电。
2. 串联反馈只有在信号源内阻\_\_\_\_\_时,其反馈效果才显著。
3. 负反馈放大电路产生自激振荡的条件是\_\_\_\_\_。
4. 场效应管属于\_\_\_\_\_控制型器件,而双极型晶体管则是\_\_\_\_\_控制型器件。
5. 当温度升高时,晶体管的  $\beta$  将\_\_\_\_\_;穿透电流  $I_{CB0}$  将\_\_\_\_\_;当温度升高且  $I_B$  不变时,发射结正向压降  $V_{BE}$  将\_\_\_\_\_。
6. 对于共射,共集和共基组态放大电路,能组成电压反相器的是\_\_\_\_\_;组成电流跟随器的是\_\_\_\_\_;能组成电压跟随器的是\_\_\_\_\_。
7. 某共射放大电路中频电压增益为 60 dB,上限频率为  $f_H = 10^6$  Hz,当信号频率恰好为上限频率时,实际电压增益为\_\_\_\_\_,增益带宽积为\_\_\_\_\_,当加入  $F=0.01$  的电压串联负反馈时,闭环上限频率为\_\_\_\_\_。

8. 如图所示三种直流稳压电源,填空:

$U_{O1} =$  \_\_\_\_\_;  $U_{O2} =$  \_\_\_\_\_。  $U_{O3} =$  \_\_\_\_\_。

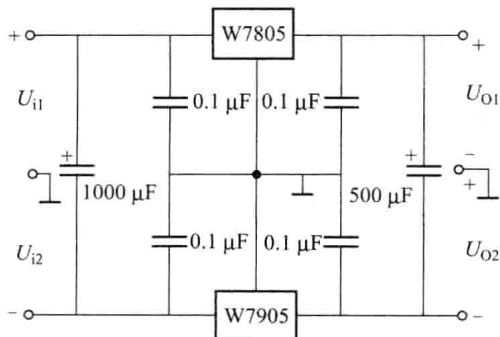


图 1.1

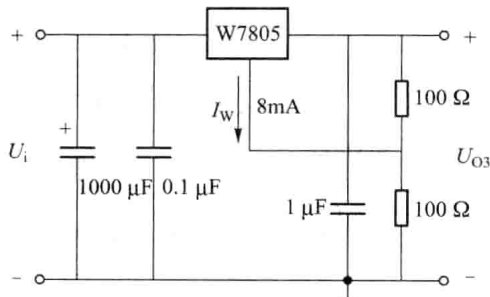


图 1.2

二、判断下列说法的正、误,在相应的括号内画√表示正确,画×表示错误。(每空 1 分,共 10 分)

1. PN 结内的漂移电流是少数载流子在内电场作用下形成的。 ( )
2. 由于 PN 结交界面两边存在电位差,所以当把 PN 结两端短路时就有电流流过。 ( )
3. PN 结方程既描写了 PN 结的正向特性和反向特性,又描写了 PN 结的反向击穿特性。 ( )
4. 直流放大器必须采用直接耦合方式,所以它无法放大交流信号。 ( )
5. 带阻滤波电路的  $Q$  值愈大,它的阻带度就越窄(设特征频率不变) ( )
6. 在阻容耦合放大电路中,增大耦合电容的容量,有利于高频信号畅通,故可以改善高频响应特性。 ( )
7. 一阶低通和高通滤波电路的特征频率  $f_0$  与通带截止频率  $f_p$  相等;而高阶低通和滤波电路的  $f_0 \neq f_p$ 。 ( )
8. 功率放大电路与电流放大电路的不同之处是:功率放大电路只放大功率,电流放大电路只放大电流。 ( )
9. 对单个集成运放所引入的反馈,只要反馈信号引至其反相输入端,其反馈极性就一定是负反馈。 ( )
10. 在正弦波振荡电路中,只允许引入正反馈,不允许引入负反馈。 ( )

三、(10 分)电路如下图所示,设  $u_Y$  为一可变直流电压,试求电路的传递函数  $A_u = \frac{u_o(s)}{u_i(s)}$

并说明电路功能

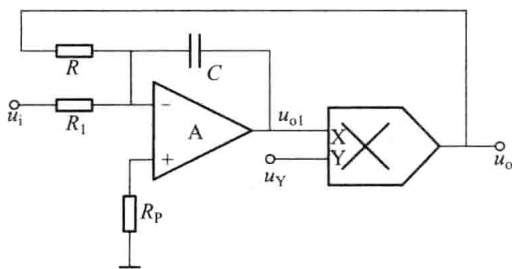


图 3

四、(8 分)放大电路如图所示。若希望电路具有较低的输出电阻和较高的输入电阻。

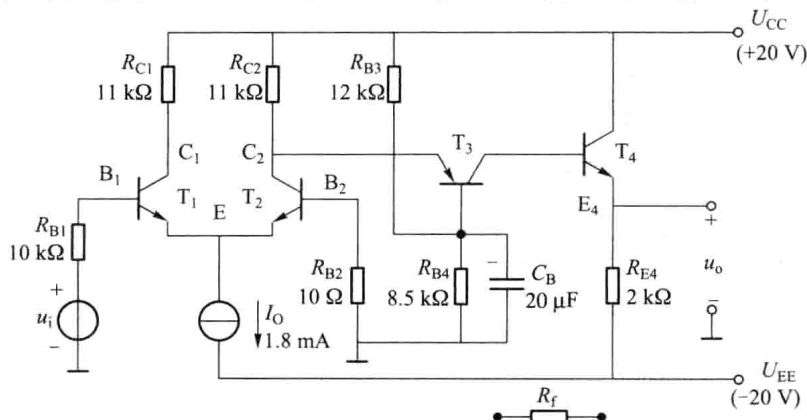


图 4

试问:

1. 应该引入什么类型的反馈? 反馈电阻  $R_f$  应接在哪两点之间(在图中画出)?
2. 若为深度负反馈, 且要求闭环电压放大倍数  $A_u = \frac{u_o}{u_i} = 10$ , 则  $R_f$  的阻值应是多少?

五、(10 分) 反馈放大电路如图所示, 设电容对交流信号均可视为短路。

1. 判断级间交流反馈的极性和组态;
2. 在满足深度负反馈条件下试估算电流放大倍数  $A_{if} = \frac{i_o}{i_i}$  ( $i_o$  为  $T_2$  从 c 极流向 e 极的电流)、电压放大倍数  $A_{uf} = \frac{u_o}{u_i}$ 、输入电阻  $R_{if}$  以及输出电阻  $R_{of}$  的值分别为多少?

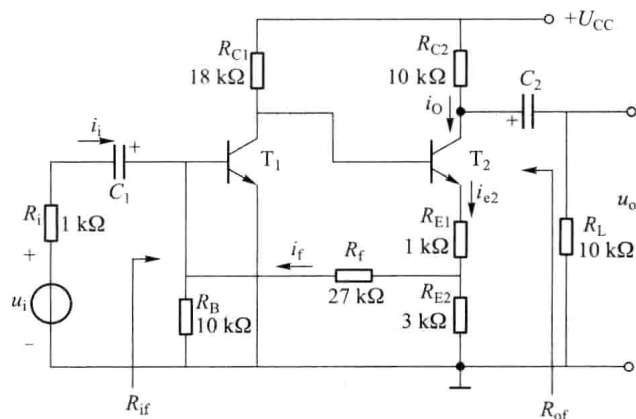


图 5

六、(10 分) 根据相位平衡条件, 判断下列电路能否产生振荡? 若能, 写出振荡频率表达式, 指出振荡器的类型。

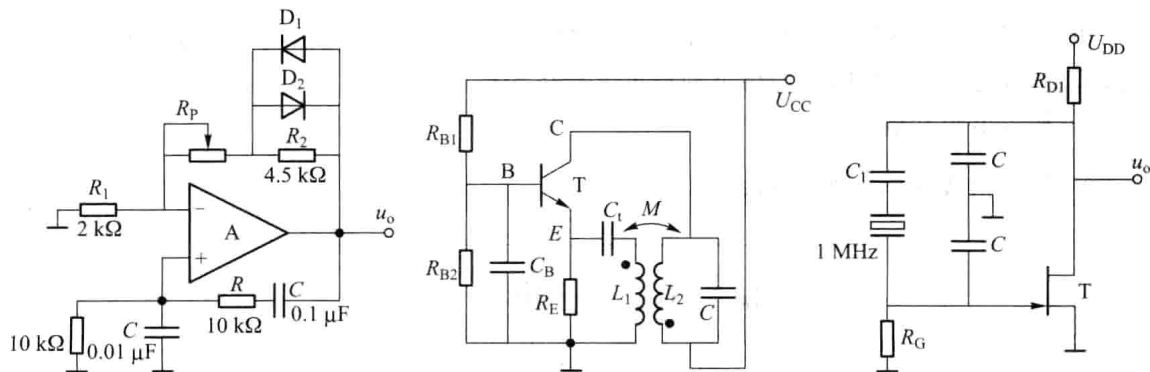


图 6

- (1) \_\_\_\_\_
- (2) \_\_\_\_\_
- (3) \_\_\_\_\_

七、(12 分) 一单电源互补对称电路如图题所示, 设  $T_1, T_2$  的特性完全对称,  $u_i$  为正弦波,  $U_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $R_L = 8 \Omega$ 。试回答下列问题:

1. 静态时, 电容  $C_2$  两端电压应是多少? 调整哪个电阻能满足这一要求?
2. 动态时, 若输出电压  $u_o$  出现交越失真, 应调整哪个电阻? 如何调整?

3. 若  $R_1=R_3=1.1\text{ k}\Omega$ ,  $T_1$  和  $T_2$  的  $\beta=40$ ,  $|U_{BE}|=0.7\text{ V}$ ,  $P_{CM}=400\text{ mW}$ , 假设  $D_1, D_2, R_2$  中任意一个开路, 将会产生什么后果?

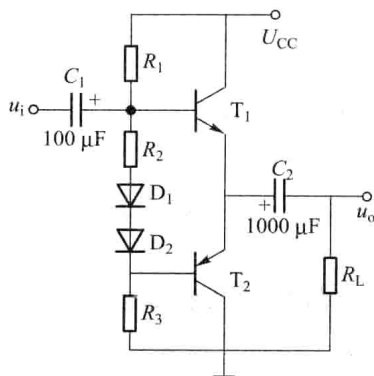


图 7

八、(15 分) 如图所示。运放  $A_1$  和  $A_2$  为理想运放。试求:

$$1. A_{u1}(j\omega) = \frac{u_{o1}(j\omega)}{u_i(j\omega)}$$

$$2. A_u(j\omega) = \frac{u_o(j\omega)}{u_i(j\omega)}$$

3. 判定  $A_1$  级、 $A_2$  和整个电路各组成什么样的电路?

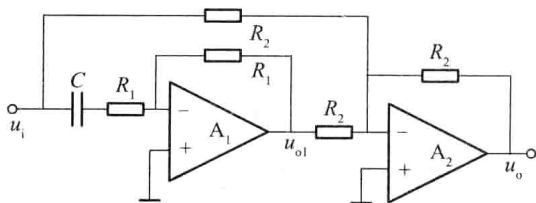


图 8

九、(15 分) 阻容耦合三级放大电路如图所示。电路中电容  $C_1, C_2, C_3$  的容量足够大,  $g_{m1}, \beta_2, \beta_3$  和  $r_{be2}, r_{be3}$  已知, 试写出下列各量的表达式:

1. 输入电阻和输出电阻;

2. 放大倍数  $A_{us} = \frac{u_o}{u_s}$  的表达式。

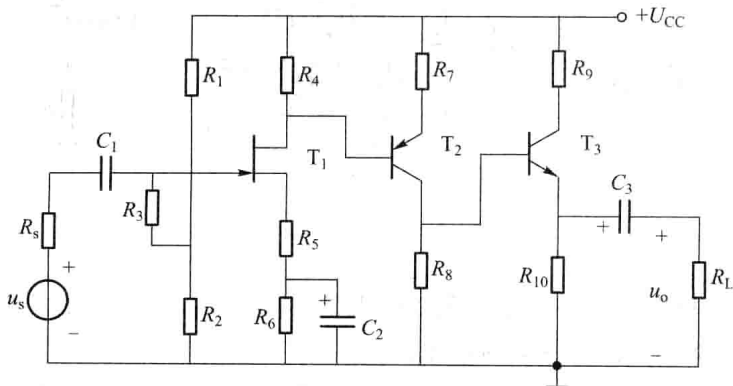


图 9



## 模拟试题(四)

一、判断下列说法的正、误,在相应的括号内画√表示正确,画×表示错误。(每小题1分,共20分)

1. 组成放大电路的基本原则之一是电路中必须包含直流电源。 ( )
2. P型半导体是呈中性的,N型半导体是带负电的。 ( )
3. 在深度负反馈情况下, $A_F = 1/F$ ,仅与反馈网络有关,所以可不要基本放大电路部分,仅保留反馈网络就可以完成放大作用。 ( )
4. 对于双极型晶体管放大电路来说,发射结必须加上正向偏置,集电结必须加上反向偏置,所以基极电源应为正电源,集电极电源应为负电源。 ( )
5. 放大直流信号的放大器必须采用直接耦合方式,所以它无法放大交流信号。 ( )
6. N沟道的场效应管是靠空穴导电,P沟道的场效应管是靠自由电子导电。 ( )
7. 一个理想对称的差分放大电路,只能放大差模输入信号,不能放大共模输入信号。 ( )
8. 频率失真包括幅频失真和相频失真;而非线性失真包括截止失真和饱和失真。 ( )
9. 引入负反馈可以展宽放大电路的通频带,但其增益带宽积对于所有的负反馈放大电路基本上是一个常数。 ( )
10. 负反馈放大电路的自激条件是  $\dot{A}\dot{F} = -1$ 。 ( )
11. 从放大电路的输入、输出通路来说,放大交流信号必须采用阻容耦合或变压器耦合方式。 ( )
12.  $h$  参数模型可以用于输入为小信号、输出为大信号的情况。 ( )
13. 由于PN结交界面两边存在电位差,所以当把PN结两端短路时就有电流流过。 ( )
14. 为了改善阻容耦合放大电路的高频响应特性可采用特征频率  $f_T$  高的晶体管。 ( )
15. 对于长尾式差分放大电路,不论是单端输入还是双端输入,在差模交流通路中,发射极电阻  $R_E$  一概可视为短路。 ( )
16. 稳压管通常工作在反向击穿状态,它不允许工作在正向导通状态。 ( )
17. 固定偏置式放大电路的电压放大倍数  $A_u = -\frac{\beta(R_c // R_L)}{r_{be}}$ ,  $r_{be} = 300 + (1 + \beta) \frac{26}{I_{EQ}}$  由放大倍数表达式可知  $r_{be}$  越小,  $A_u$  就越大。因此,为提高放大倍数  $I_{EQ}$  应越大越好。 ( )
18. 当输入电压为零时,运放的输出电压会受供电电源电压漂移的影响。 ( )
19. 在共源放大电路中,当负载电阻减小时,电压放大倍数绝对值下降,输出电阻也减小。 ( )
20. 由于功放电路中的晶体管处于大信号工作状态,所以微变等效电路法不再适用。 ( )

## 二、填空(每个空 0.5 分,共 5 分)

1. 某共射放大电路中频电压增益为 60 dB, 上限频率为  $f_H = 10^6$  Hz, 当信号频率恰好为上限频率时, 实际电压增益为 \_\_\_\_\_, 增益带宽积为 \_\_\_\_\_, 当加入  $F_u = 0.01$  的电压串联负反馈时, 闭环上限频率为 \_\_\_\_\_。

2. 如图所示稳压电路, 填入构成某一部分电路的元器件。

- 基准电压部分由 \_\_\_\_\_ 组成;
- 比较放大部分由 \_\_\_\_\_ 组成;
- 输出电压采样部分由 \_\_\_\_\_ 组成;
- 调整管部分由 \_\_\_\_\_ 组成;
- 稳压管限流电阻由 \_\_\_\_\_ 组成;
- 整个电路相当于 \_\_\_\_\_ 型稳压电路;
- 设稳压管电压为  $U_Z$ , 求输出电压  $u_O$  为 \_\_\_\_\_。

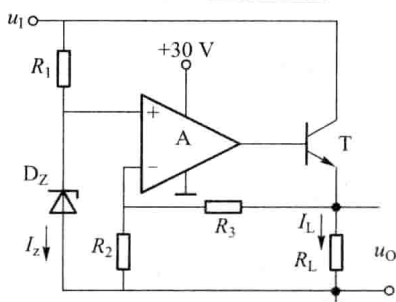


图 2

三、(15 分) 差分放大电路如图所示。设晶体管  $T_1$ 、 $T_2$  的参数对称  $\beta_1 = \beta_2 = \beta = 50$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = r_{be} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C1} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C2} = 0.9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 500 \Omega$ 。

试估算: 1. 双端输出差模电压放大倍数  $A_{ud}$ ;

2. 共模电压放大倍数  $A_{uc}$ ;

3. 共模抑制比  $K_{CMR}$ 。

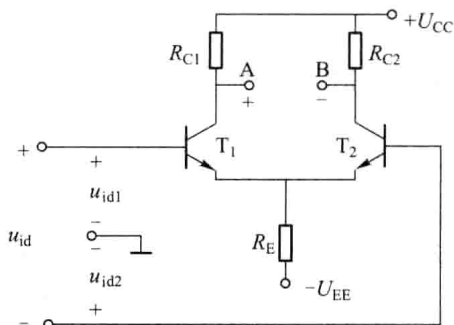


图 3

四、(共 16 分) 已知图示电路中晶体管的  $\beta = 100$ ,  $r_{bb'} = 100 \Omega$ ,  $U_{BEQ} = 0.7 \text{ V}$ , 电容的容量足够大, 对交流信号可视为短路。

1. 估算电路在静态时的  $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$ ,  $U_{CEQ}$ ;

2. 求电压放大倍数  $\dot{A}_u (\dot{U}_o / \dot{U}_i)$ 、 $\dot{A}_{us} (\dot{U}_o / \dot{U}_s)$ 、输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$ ;

3. 如果  $R_E$  由  $3 \text{ k}\Omega$  增大到  $4.7 \text{ k}\Omega$ , 则  $I_{CQ}$ 、 $|\dot{A}_u|$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  会发生什么变化(增大、减小、不变)?

4. 如果  $R_E$  由  $3\text{ k}\Omega$  减小到  $2\text{ k}\Omega$ ,  $I_{CQ}$ 、 $\dot{A}_u$ 、 $R_i$ 、 $R_o$  又如何变化(增大、减小、不变)?

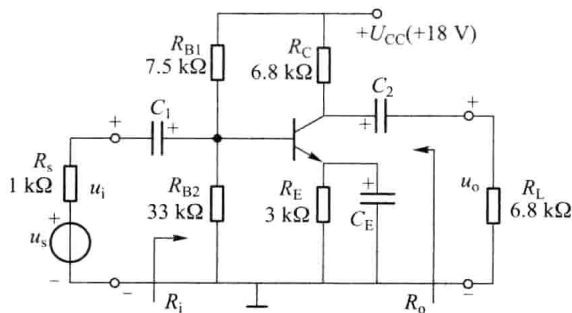


图 4

- 五、(10 分)电路如下图所示,写出  $A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)}$  等于多少?

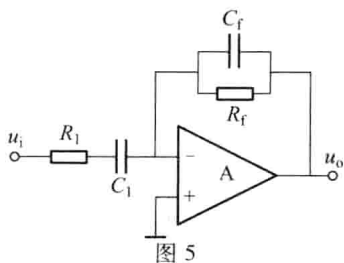


图 5

- 六、(10 分)电路如下图所示,计算  $R_i = \frac{u_i}{i_i} \left( = \frac{u_i}{i_2 - i_1} \right)$ 。

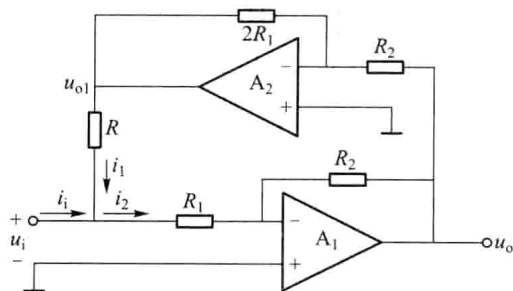


图 6

- 七、(12 分)电路如下图所示,试判断

1. 该电路的反馈类型;
2. 该电路稳定电压还是稳定电流;
3. 对输入、输出电阻有何影响;
4. 计算深度负反馈条件下的电压增益。

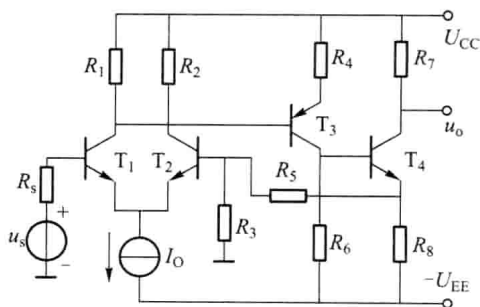


图 7

八、(4 分) 图示放大电路中, 已知集成运算放大器  $A_1 \sim A_2$  具有理想特性。写出输出电压  $u_o$  的表达式。当输入电压  $u_{i1} = 0.2 \text{ V}$ ,  $u_o = -4.2 \text{ V}$  时, 问输入电压  $u_{i2}$  为何值?

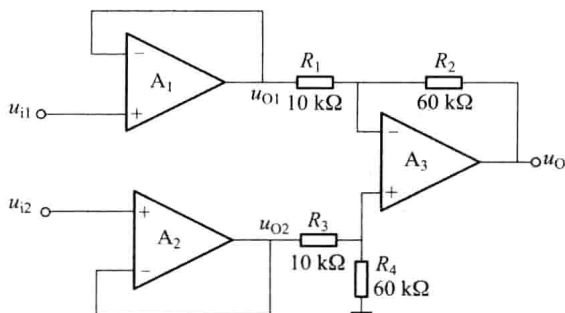


图 8

九、(8 分) 已知图示电路中场效应管的跨导  $g_m = 3 \text{ mS}$ ,  $r_{ds}$  可视为无穷大,  $U_{DD} = +10 \text{ V}$ ,  $R_D = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_G = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_S = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$ , 电容对交流信号可视为短路。

1. 求电压放大倍数  $A_u \left( = \frac{u_o}{u_i} \right)$ ;
2. 求输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$ 。

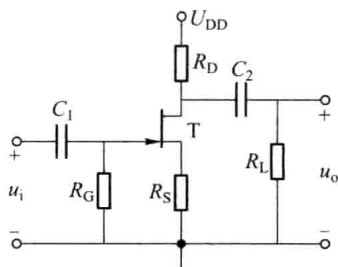



图 9

# 附录 B

## 模拟试题(一) 参考答案

### 一、答案:

1. 5;0
2. 4;5
3. PNP;100
4. N 沟道增强;截止
5. 饱和;截止
6. 1;0.05
7. 特征
8. 0.04

9.   $T_2$ ; 2.25; 12; 克服交越失真

10. 5;200

### 二、答案:

1. (b);(c)
2. (a);(d)
3. (a);(b)
4. (b);(d)
5. (a);(c)

### 三、答案:

1. 该电路为共基组态放大器,画出其交流通路如图 3(b);

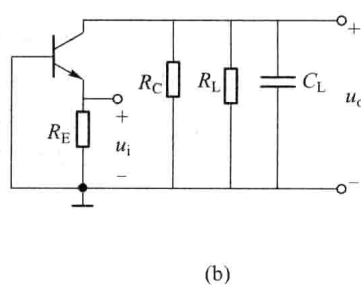
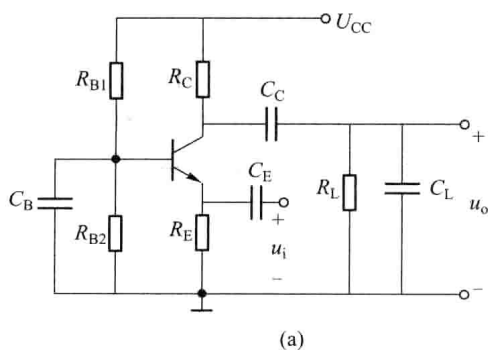


图 3

2. 不考虑负载电容  $C_L$  的作用, 中频电压增益  $A_{ul}$ 、输入电阻  $R_i$  和输出电阻  $R_o$  的表达式如下:

$$\text{中频电压增益} \quad A_{ul} = \frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}}$$

$$\text{输入电阻} \quad R_i = \frac{r_{be}}{1 + \beta} \approx r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}}$$

$$\text{输出电阻} \quad R_o \approx R_C$$

$$3. C_L \text{ 作用下的上限频率} \quad f_H = \frac{1}{2\pi(R_C // R_L)C_L}$$

#### 四、答案:

1. 由图 4.1 中可见:

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_5}\right) u_i = 3u_i$$

$$u_o = -\frac{R_4}{R_3} u_{o1} + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u_i = -\frac{R_4}{R_3} \times 3u_i + \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u_i = \left(1 - \frac{2R_4}{R_3}\right) u_i = -3u_i$$

2. 由图 4.2 中可见:

电位器  $R_p$  的滑动端在最上端时:  $u_o = u_i = 2 \text{ V}$

电位器  $R_p$  的滑动端在最下端时, 电路无负反馈, 变成过零电压比较器, 输出电压将接近正电源电压:

$$u_o \approx 12 \text{ V}$$

电位器  $R_p$  的滑动端在中间位置时,  $u_o = 2u_i = 4 \text{ V}$

3. 图 4.3(a) 构成方波、锯齿波产生器, 定性画出输出电压  $u_o$ 、 $u_c$  的波形, 并标出其幅度值如图 4.3(b) 所示。

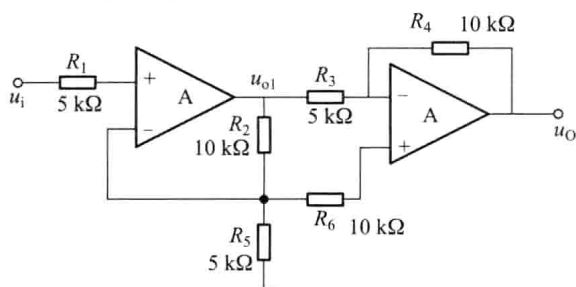


图 4.1

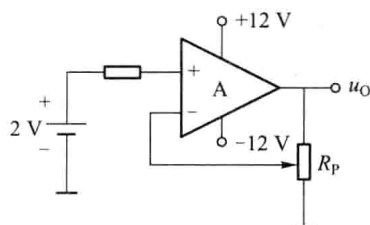
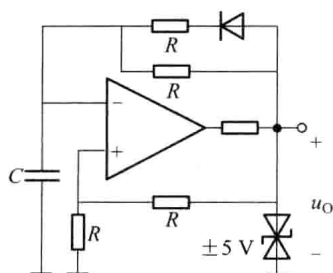
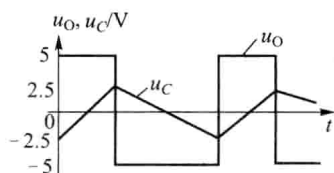


图 4.2



(a)



(b)

图 4.3

(a) 电路图; (b) 波形图

五、答案:已知晶体管的  $U_{BE(ON)} = 0.6 \text{ V}$ ,  $r_{bb'} = 400 \Omega$ ,  $\beta = 100$ 。

$$1. \text{ 电流源电流 } I_0 = \frac{12 - 0.6}{5.7} \text{ mA} = 2 \text{ mA} \quad I_{C1Q} = I_{C2Q} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{CE1Q} = U_{CE2Q} = U_{CC} - I_{C1Q} \times R_{C1} - U_{EQ} = [12 - 1 \times 6 - (-0.6)] \text{ V} = 6.6 \text{ V}$$

2. 不考虑负载电容  $C_L$  的作用, 开环中频电压放大倍数

$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2}$  其中:

$$A_{u1} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C2} // R_1)}{R_B + r_{be}} \quad r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{C2Q}} \approx (400 + 100 \times 26) \Omega = 3 \text{ k}\Omega$$

所以

$$A_{u1} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C2} // R_1)}{R_B + r_{be}} = 0.5 \times \frac{100 \times \frac{6 \times 6}{6 + 6}}{2 + 3} = 30$$

$$A_{u2} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{12}{6} = -2 \quad \text{故 } A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 30 \times (-2) = -60$$

3. 为了改善负载电容  $C_L$  引起的线性失真,  $R_f$  应引入并联电压负反馈, 如图 5 所示;

4. 要求  $u_i = 0.5 \text{ V}$  时  $u_o = 5 \text{ V}$ , 表示闭环放大倍数为 10 倍。

$$A_{uf} = -\frac{R_f}{R_B} = -10 \quad \text{故 } R_f = 20 \text{ k}\Omega$$

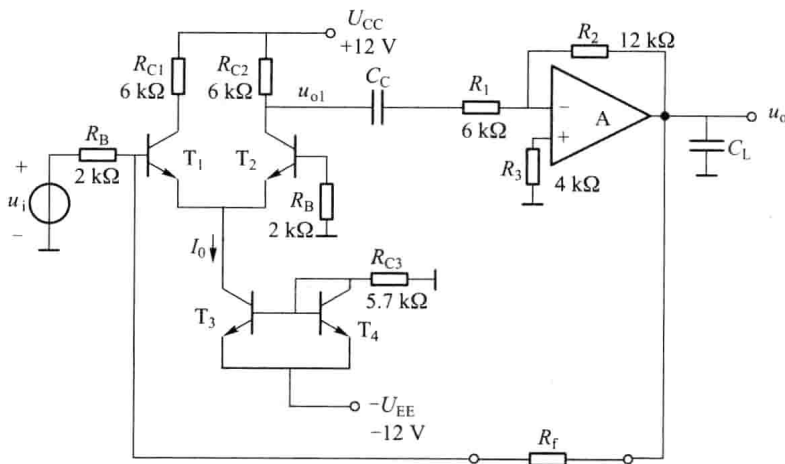


图 5

六、答案:

1. 运放  $A_1$  构成增益为 50 的同相比例放大器;  $A_2$  构成正反馈迟滞比较器;  $A_3$  构成锯齿波产生器。

2. 画出各级输出电压  $u_{o1}$ 、 $u_{o2}$ 、 $u_{o3}$  和  $u_o$  的波形 (电容  $C$  的初始电压为零) 如图 6(b) 所示。

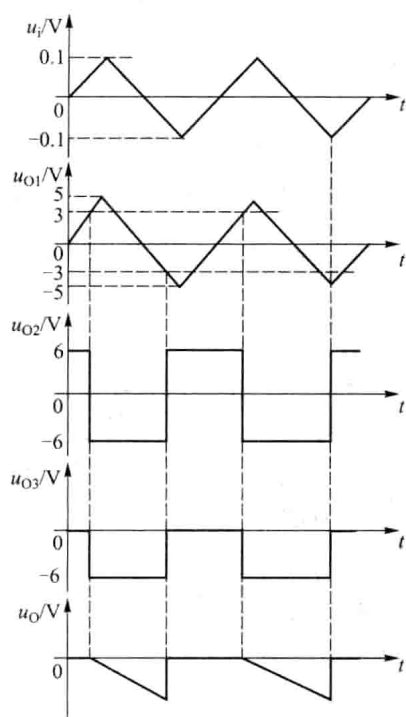
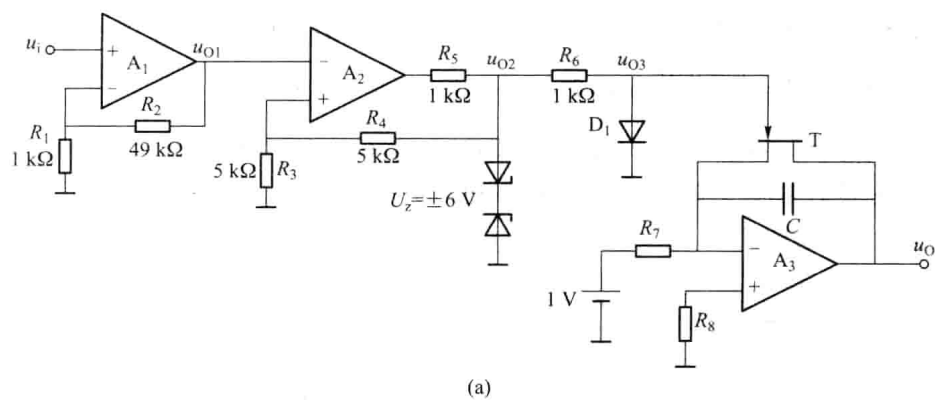


图 6

### 模拟试题(二)参考答案

#### 一、答案:

1. 浓度梯度;电场强度与载流子浓度
2. NPN;硅
3. 共基;共集;共射
4. P;耗尽型 MOS
5.  $U_i/R$
6. 100;9990 Hz
7. 二阶高通滤波器



8. 电流;减小

$$9. \frac{U_{BE2} - U_{BE1}}{R_3}; I_1 R_1 + U_{BE2}$$

10. 12; 14.4

11. 20

## 二、答案:

(a) 因为  $U_{GSQ} = 2 \text{ V} < U_{GS(th)} = 3 \text{ V}$ , 所以管子工作在截止区。

$$I_{DQ} = 0 \text{ mA}, \quad U_{DSQ} = U_{DD} = 12 \text{ V}$$

(b) 因为  $U_{GSQ} = 0 \text{ V}$ , 所以  $I_{DQ} = I_{DSS} = 3 \text{ mA}$ ,

$$U_{DSQ} = U_{DD} - I_{DQ} \times R_D = (12 - 3 \times 2) \text{ V} = 6 \text{ V}; \text{管子工作在恒流区。}$$

$$(c) U_{BQ} \approx \frac{20}{20+40} \times 12 \text{ V} = 4 \text{ V}, I_{EQ} \approx \frac{U_{BQ} - U_{BE(on)}}{R_E} = \frac{4 - 0.7}{1.1} \text{ mA} \approx 3 \text{ mA},$$

假设工作在放大区,  $I_{CQ} = I_{EQ} = 3 \text{ mA}$ , 则  $U_{CEQ} \approx [12 - (3.9 + 1.1) \times 3] \text{ V} = -3 \text{ V}$

显然不合理, 故管子工作在深度饱和区, 集电极饱和电流  $I_{CS} \approx \frac{U_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{12}{5} \text{ mA} = 2.4 \text{ mA}$ 。

## 三、答案:

1. 三个电路的功能: (a) 电路为精密半波整流电路; (b) 电路为迟滞比较器和积分器组成的方波三角波产生器; (c) 电路为峰值检波电路。

2. 分别画出  $u_{Oa}$ 、 $u_{O1}$ 、 $u_{O2}$  和  $u_{Oc}$  的波形如图 3 所示。

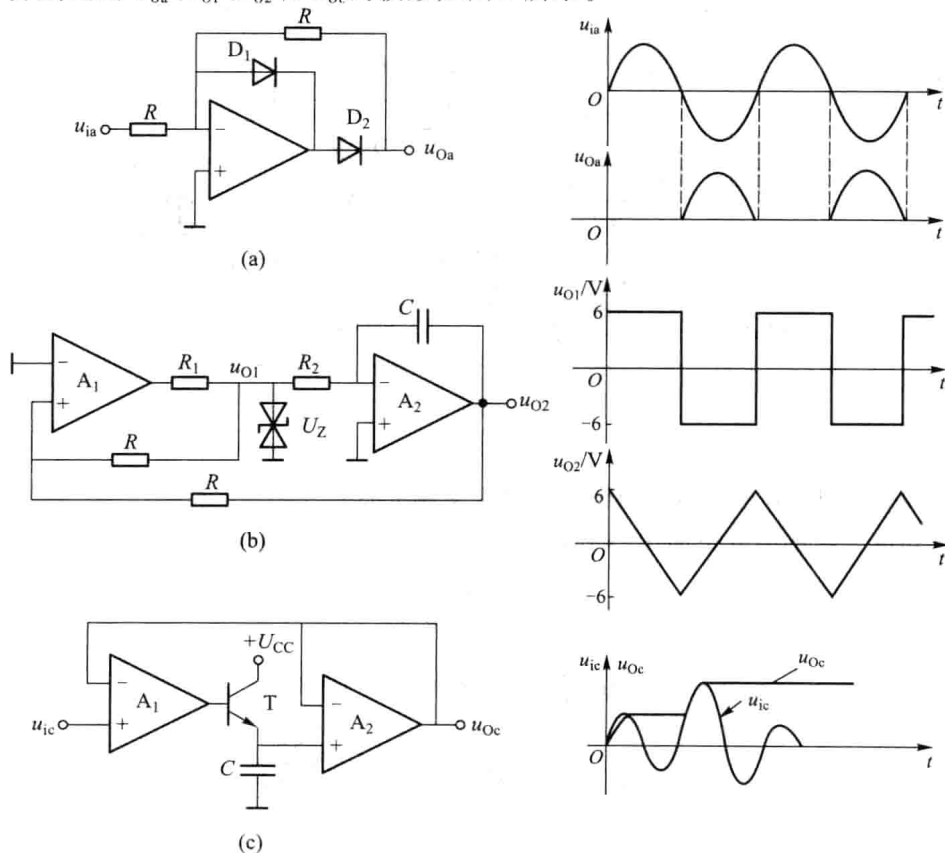


图 3

## 四、答案:

1. 开关 S 接 a 时为串联电流负反馈。深反馈条件计算中频增益  $A_{uIf}$  为:

$$U_{R5} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) U_i \quad I_e \approx I_e = \frac{U_{R5}}{R_5 // (R_3 + R_2)}$$

$$A_{uIf} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{I_e \times (R_C // R_L)}{u_i} = -\left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \times \frac{R_C // R_L}{R_5 // (R_3 + R_2)}$$

2. 若要求提高放大电路的上限频率  $f_H$ , 开关 S 应接到 b 处, 此时电路的反馈类型为串联电压负反馈。上限频率  $f_{Hb} = \frac{1}{2\pi C_L (R_{ob} // R_L)}$ 。

若开关 S 应接到 a 处, 则上限频率  $f_{Ha} = \frac{1}{2\pi C_L (R_{oa} // R_L)} = \frac{1}{2\pi C_L (R_4 // R_L)}$

由于开关 S 应接到 b 处, 电路引入深度串联电压负反馈,  $R_{ob} \ll R_{oa}$ , 故  $f_{Hb} \gg f_{Ha}$ 。

## 五、答案:

1.  $I_r = \frac{U_{CC} - (-U_{EE}) - U_{BE(on)}}{R_3 + R_6} = \frac{(15 + 15 - 0.7) \text{ V}}{(21.3 + 8) \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$   $I_0 = \frac{8}{4} \times 1 \text{ mA} = 2 \text{ mA}$

$$I_{C2Q} = \frac{I_0}{2} = 1 \text{ mA}$$

$$U_{CE2Q} = U_{CC} - R_5 \times I_{C2Q} - (-U_{BE2(on)}) = (15 - 8 \times 1 + 0.7) \text{ V} = 7.7 \text{ V}$$

2. 标出  $T_5$ 、 $T_6$  管的发射极箭头方向如图 5 所示;

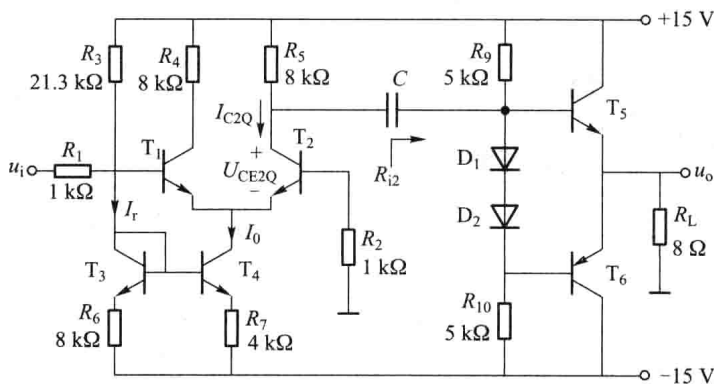


图 5

3. 二极管  $D_1$  和  $D_2$  在电路中的作用是克服交越失真;
4. 已知第二级的输入电阻  $R_{i2} = 2 \text{ k}\Omega$ , 则差动放大器的差模增益  $A_{ud1}$  为

$$A_{ud1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = \frac{1}{2} \frac{\beta (R_5 // R_{i2})}{R_2 + r_{be2}}$$

其中

$$r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{26}{I_{C2Q}} \approx \left(400 + 100 \times \frac{26}{1}\right) \Omega \approx 3 \text{ k}\Omega$$

故

$$A_{ud1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = \frac{1}{2} \frac{\beta (R_5 // R_{i2})}{R_2 + r_{be2}} = 0.5 \times \frac{100 \times \frac{8 \times 2}{8 + 2}}{1 + 3} \approx 20$$

5. 已知  $T_5$ 、 $T_6$  饱和压降  $U_{CES} = 1 \text{ V}$ , 电路的最大输出功率  $P_{om}$  为

$$P_{om} = \frac{(U_{CC} - U_{CES})^2}{2R_L} = \frac{(15-1)^2}{2 \times 8} \text{ W} = 12.25 \text{ W}$$

最大效率为

$$\eta_{\max} = 78.5\%$$

六、答案:

1. 为了稳定输出电压,应引入串联电压负反馈,如图 6.1(b)所示。

闭环增益 
$$A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_G}$$

2. 电路如图 6.2 所示。

(1)  $A_1$  组成文氏桥正弦波振荡器;  $A_2$  组成一阶全通滤波器(移相器);

(2)  $A_1$  电路的振荡频率 
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

(3) 若  $\frac{1}{C_1 R_1} = \omega_1 = \omega_0$  定性画出  $u_{o1}$ ,  $u_o$  的波形如图 6.3 所示( $u_o$  比  $u_{o1}$  滞后  $90^\circ$ )。

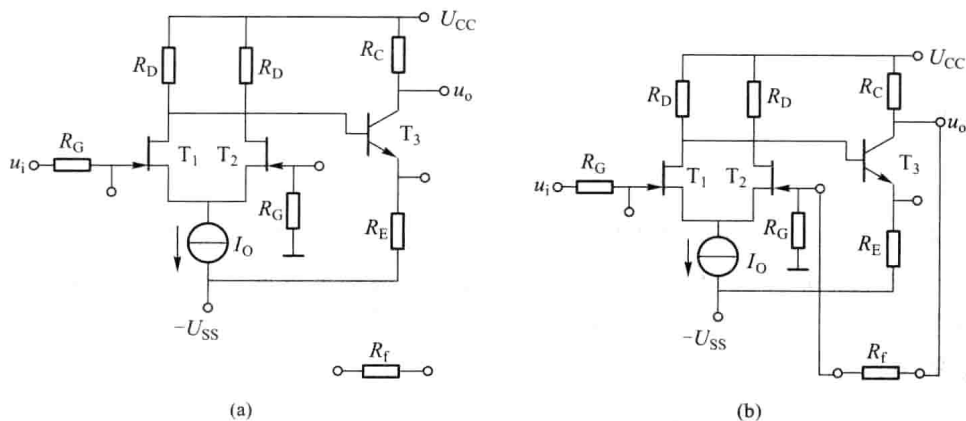


图 6.1

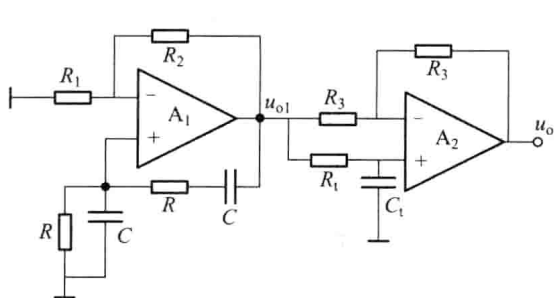


图 6.2

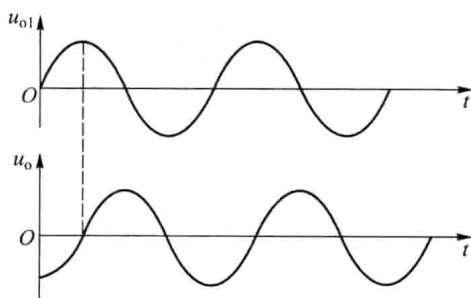


图 6.3

## 模拟试题(三) 参考答案

一、答案:

1. NPN; PNP; 空穴; 自由电子

2. 小

3.  $AF = -1$

4. 电压;电流
5. 增大;增大;减小
6. 共射;共基;共集
7. 57 dB;  $10^9$ ;  $11 \times 10^6$  Hz
8. +5 V; -5 V; 10 V (或 10.8 V)

## 二、答案:

1.  $\checkmark$  2.  $\times$  3.  $\times$  4.  $\times$  5.  $\checkmark$  6.  $\times$  7.  $\checkmark$  8.  $\times$  9.  $\checkmark$  10.  $\times$

## 三、答案:

题图中运算放大器 A 组成反相积分电路,由图可知:

$$u_{o1}(s) = -\frac{1/(sC)}{R_1} u_i(s) - \frac{1/(sC)}{R} u_o(s)$$

又因为  $u_o(s) = Ku_{o1}(s)u_y(s)$ , 故

$$A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Ku_y/RC}}$$

当  $u_y > 0$  时

$$A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{R}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + (s/\omega_0)}$$

式中  $\omega_0 = Ku_y/RC$ , 由上式可知该电路为由运放和乘法器组成的一阶低通滤波器。其特征频率为  $\omega_0$ 。另外, 由  $\omega_0 = Ku_y/RC$  可知, 调节  $u_y$  可改变通频带宽度。所以题图所示电路为一个通频带宽度受  $u_y$  控制的可调谐一阶有源低通滤波器。

## 四、答案:

1. 应引入电压串联负反馈,  $R_f$  接在  $B_2$  和  $E_4$  之间, 如图所示。

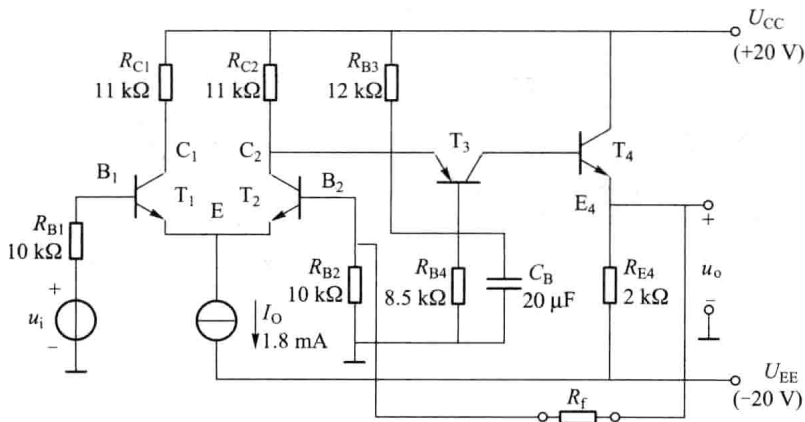


图 4

$$2. A_u = \frac{u_o}{u_i} \approx 1 + \frac{R_f}{R_{B2}} = 10 \quad \text{则 } R_f = 90 \text{ k}\Omega$$

## 五、答案:

1. 引入了电流并联负反馈

$$2. A_{if} = \frac{i_o}{i_i} \approx \frac{i_c}{i_f} \approx \frac{i_{c2}}{i_f} \approx 1 + \frac{R_f}{R_{E2}} = 1 + \frac{27}{3} = 10$$

$$3. A_{uf} = \frac{u_o}{u_i} \approx \frac{i_o(R_{C2} // R_L)}{i_i \times R_s} \approx A_{if} \times \frac{R_{C2} // R_L}{R_s} = \left(1 + \frac{R_f}{R_{E2}}\right) \times \frac{R_{C2} // R_L}{R_s} = 10 \times \frac{10 \times 10}{1} = 50,$$

$$R_{if} \approx 0, R_{of} \approx R_{C2} = 10 \text{ k}\Omega$$

六、答案:

(1) 能 (2) 不能 (3) 能

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \approx 159 \text{ Hz (文氏桥振荡器)} \quad f_o = 1 \text{ MHz (晶体振荡器)}$$

七、答案:

(1) 静态时,  $C_2$  两端电压为,  $U_{C2} = \frac{U_{CC}}{2} = 6 \text{ V}$ , 调整  $R_1$  或  $R_3$  可满足这一要求。

(2) 若  $u_o$  出现交越失真, 可增大  $R_2$ 。

(3) 若  $D_1$ 、 $D_2$  或  $R_2$  中有一个开路, 则由于  $T_1$ 、 $T_2$  的静态功耗为

$$\begin{aligned} P_{T1} = P_{T2} &= \beta I_B U_{CE} = \beta \frac{U_{CC} - 2|U_{BE}|}{R_1 + R_3} \cdot \frac{U_{CC}}{2} \\ &= 40 \times \frac{12 \text{ V} - 2 \times 0.7 \text{ V}}{2.2 \text{ k}\Omega} \times \frac{12 \text{ V}}{2} \text{ mW} = 1156 \text{ mW} \end{aligned}$$

即  $P_{T1} = P_{T2} \gg P_{CM}$ , 所以会烧坏管子。

八、答案:

$$1. A_{u1}(j\omega) = \frac{u_{o1}(j\omega)}{u_i(j\omega)} = -\frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} = -\frac{1}{1 - j\frac{\omega_L}{\omega}}$$

$$\text{其中} \quad \omega_L = \frac{1}{R_1 C}$$

$$2. u_o = -(u_i + u_{o1})$$

$$= -\left(u_i - \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{j\omega C}} u_i\right) = -u_i \left(1 - \frac{j\omega R_1 C}{1 + j\omega R_1 C}\right) = -u_i \left(\frac{1}{1 + j\omega R_1 C}\right)$$

$$\text{所以} \quad A_u(j\omega) = \frac{u_o(j\omega)}{u_i(j\omega)} = -\frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}}$$

$$\text{其中:} \quad \omega_H = \frac{1}{R_1 C}$$

3. 由以上分析可判定  $A_1$  级组成一阶高通有源滤波电路;  $A_2$  组成反相相加器, 整个电路组成一阶低通有源滤波电路。

九、答案:

$$1. R_i = R_3 + R_1 // R_2 \quad (3 \text{ 分})$$

$$R_o = R_{10} // \frac{R_8 + r_{be3}}{1 + \beta_3} \quad (3 \text{ 分})$$

$$2. A_{u1} = \frac{u_{o1}}{u_i} = -\frac{g_{m1} \{ R_4 // [r_{be2} + (1 + \beta_2) R_7] \}}{1 + g_{m1} R_5} \quad (2 \text{ 分})$$

$$A_{u2} = \frac{u_{o2}}{u_{o1}} = -\beta_2 \frac{R_8 // [r_{be3} + (1 + \beta_3) (R_{10} // R_L)]}{r_{be3} + (1 + \beta_3) R_7} \approx \frac{R_8}{R_7} \quad (2 \text{ 分})$$

$$A_{u3} = \frac{u_{o3}}{u_{o2}} = \frac{(1 + \beta_3) (R_{10} // R_L)}{r_{be3} + (1 + \beta_3) (R_{10} // R_L)} \approx 1 \quad (2 \text{ 分})$$

$$A_u = \frac{u_o}{u_i} = A_{u1} \cdot A_{u2} \cdot A_{u3} \quad (2 \text{ 分})$$

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u \quad (1 \text{ 分})$$

### 模拟试题(四) 参考答案

#### 一、答案:

1.  $\checkmark$  2.  $\times$  3.  $\times$  4.  $\times$  5.  $\times$  6.  $\times$  7.  $\checkmark$  8.  $\checkmark$  9.  $\times$  10.  $\checkmark$   
11.  $\times$  12.  $\times$  13.  $\times$  14.  $\checkmark$  15.  $\checkmark$  16.  $\times$  17.  $\times$  18.  $\checkmark$  19.  $\times$  20.  $\checkmark$

#### 二、答案:

1. 57 dB;  $10^9$  Hz; 11 MHz  
2.  $D_Z$ ;  $A$ ;  $R_2, R_3$ ;  $T$ ;  $R_1$ ; 串联;  $U_Z(1 + R_3/R_2)$

#### 三、答案:

1.  $A_{ud} = -\frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C1} + R_{C2})}{r_{be}} = -47.5$   
2.  $A_{uc} = -\frac{\beta(R_{C1} - R_{C2})}{r_{be} + 2(1 + \beta)R_E} = -\frac{5}{52} = -0.096$   
3.  $K_{CMR} = \left| \frac{A_{ud}}{A_{uc}} \right| = 495$

#### 四、答案:

1.  $U_B = U_{CC} \times \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = 18 \times \frac{33}{33 + 75} \text{ V} = 5.5 \text{ V}$   
 $I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_B - U_{BEQ}}{R_E} = 1.6 \text{ mA}$   
 $I_{BQ} \approx I_{EQ} / (1 + \beta) \approx 16 \mu\text{A}$   
 $U_{CEQ} \approx U_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E) \approx 2.3 \text{ V}$   
2.  $r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 1.74 \text{ k}\Omega$ ;  $\dot{A}_u \approx -\frac{\beta(R_C // R_L)}{r_{be}} \approx -195$   
 $R_i = r_{be} // R_{B1} // R_{B2} \approx 1.6 \text{ k}\Omega$ ;  
 $\dot{A}_{us} = \dot{A}_u \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \approx -121$   
 $R_o = R_C = 6.8 \text{ k}\Omega$

3. 当  $R_E$  增大, 则  $I_{CQ} \downarrow$ ,  $|\dot{A}_u| \downarrow$ ,  $R_i \uparrow$ ,  $R_o$  不变;

4. 当  $R_E$  减小到  $2\text{ k}\Omega$ ,  $I_C \uparrow$ , 晶体管饱和。

五、答案:

$$A_u(s) = \frac{u_o(s)}{u_i(s)} = \frac{-\left(R_f // \frac{1}{sC_f}\right)}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}$$

$$= -\frac{sC_1 R_f}{1 + s(C_1 R_1 + C_f R_f) + s^2 C_1 C_f R_1 R_f}$$

六、答案:

$$A_{u1} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2 \text{ 分})$$

$$A_{u2} = \frac{u_{o1}}{u_o} = -\frac{2R_1}{R_2} \quad (2 \text{ 分})$$

$$u_{o1} = \left(-\frac{2R_1}{R_2}\right) \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) u_i \quad (2 \text{ 分})$$

$$R_i = \frac{u_i}{i_i} = \frac{u_i}{i_2 - i_1} = \frac{u_i}{\frac{u_i}{R_1} - \frac{u_{o1} - u_i}{R}} = \frac{RR_1}{R - R_1} \quad (4 \text{ 分})$$

七、答案:

1. 引入了串联电流负反馈;
2. 稳定输出电流;
3. 使输入电阻增大;使输出电阻增大。
4. 计算深度负反馈条件下的电压增益为

$$A_u = \frac{R_7}{R_8} \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right)$$

或  $A_u = \frac{R_7}{R_8 // (R_3 + R_5)} \left(1 + \frac{R_5}{R_3}\right)$  也算对 (不满足:  $R_8 \ll R_5 + R_3$ )

八、答案:

$$u_o = \frac{R_2}{R_1} (u_{i2} - u_{i1}) = 6 (u_{i2} - u_{i1})$$

代入参数值,得  $u_{i2} = -0.5\text{ V}$

九、答案:

$$1. A_u = -\frac{g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m R_S} = -\frac{3 \times 10^{-3} \times (3.3 // 3.3) \times 10^3}{1 + 3 \times 10^{-3} \times 3.3 \times 10^3} \approx -0.45$$

$$2. R_i = R_G = 1\text{ M}\Omega \quad R_o \approx R_D = 3.3\text{ k}\Omega$$